NUMERO 9 SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE GRUPPO III SETTEMBRE 1948

ANNO XX

LIRE 200

RIVISTA MENSILE DI RADIOTECNICA

GRUPPO P1

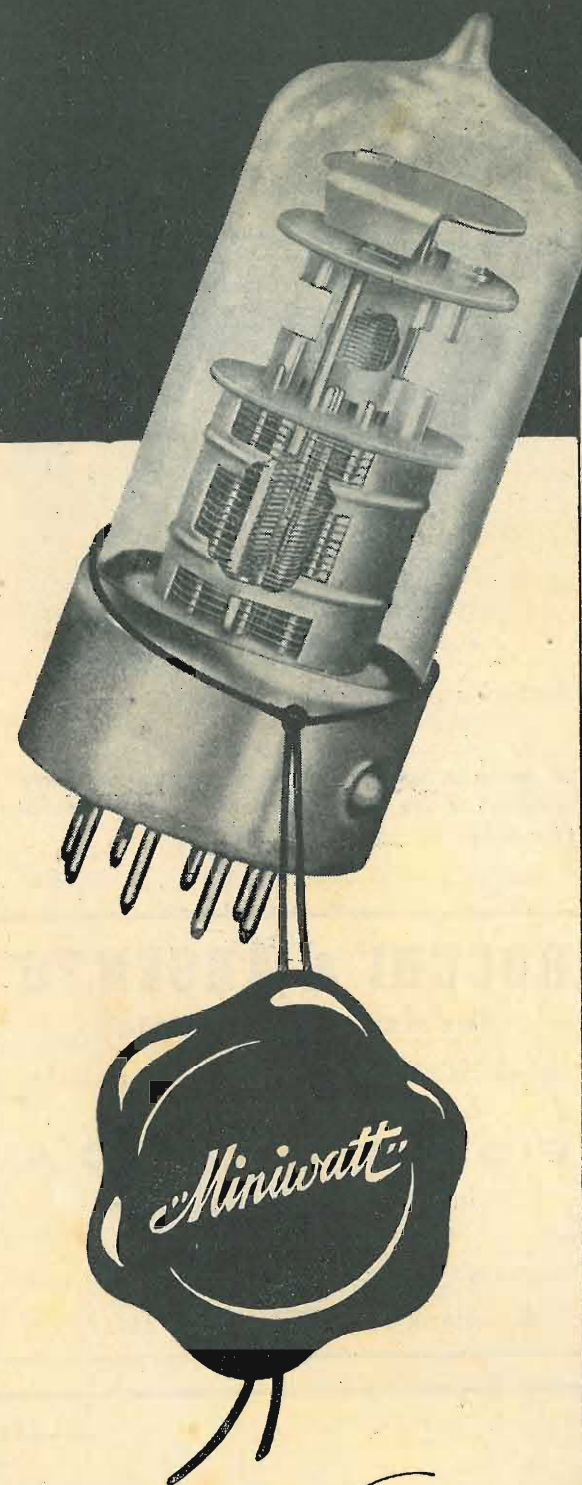
Il classico gruppo di A. F. a permeabilità con 5 gamme d'onda E' la costruzione in grande serie che ha permesso alla NOVA di conseguire un primato nella fabbricazione dei gruppi A. F. a permeabilità plurigamma.

GRUPPI P7-P8

I nuovi gruppi a permeabilità della NOVA ad 1 ed a 2 gamme d'onda (corte - medie) - i gruppi che rappresentano una fabbricazione di alta qualità, a prezzo ridotto.
Alto guadagno di antenna - alta selettività di immagine.

La NOVA costruisce altresì trasformatori di M. F. - nuclei di A. F. - scatole di montaggio ed apparecchi completi.

NOVA
MILANO - PIAZZALE CADORNA, 11
TELEFONO 12.284

nuova tecnica elettronica

1. Eccellenti proprietà elettriche
2. Dimensioni molto piccole
3. Bassa corrente d'accensione
4. Struttura adatta per ricezione in onde ultra-corte
5. Tolleranze elettriche molto ristrette che assicurano uniformità di funzionamento tra valvola e valvola
6. Buon isolamento elettrico fra gli spinotti di contatto
7. Robustezza del sistema di elettrodi tale da eliminare la microfonicità
8. Rapida e facile inserzione nel portavalvole grazie all'apposita sporgenza sul bordo
9. Assoluta sicurezza del fissaggio
10. Esistenza di otto spinotti d'uscita, che permettono la costruzione di triodi-esodi convertitori di frequenza a riscaldamento indiretto
11. Grande robustezza degli spinotti costruiti in metallo duro, che evita qualunque loro danneggiamento durante l'inserzione
12. Possibilità di costruire a minor prezzo, con le valvole "Rimlock", apparecchi radio sia economici che di lusso

Serie **RimlocK**

PHILIPS

I.R.I.M.

Industria Radiofonica Italiana

MILANO

Via Mercadante, 7 - Telefono n. 24.890

●

APPARECCHI RADIO DI NUOVA CONCEZIONE

Modello 854 Apparecchio a 4 gamme d'onda, 5 valvole.

Modello 754 Il più piccolo, grande apparecchio di uso universale, 4 gamme d'onda, 5 valvole.

Modello 954 Apparecchio a 4 gamme d'onda, 5 valvole, dalla linea sobria e moderna.

Scatola di montaggio di nuova concezione

CERCANSI RAPPRESENTANTI PER ZONE LIBERE

SOCIETÀ COMMERCIALE

RADIO SCIENTIFICA

INGROSSO - DETTAGLIO

APPARECCHI RADIO - PARTI STACCATE

RADIO RIPARAZIONI

CONSULENZE TECNICHE

VIA ASELLI 26 MILANO TEL. 292.385

Tutto per la radio

Apparecchi radio - Scatole di montaggio - Scale parlanti - Gruppi A. F. normali e per valvole 6SA7 - Medie frequenze - Trasformatori di alimentazione - Altoparlanti - Condensatori - Resistenze - Minuterie - Mobili - Zoccoli ecc.

Listini e preventivi a richiesta

Si avvisa la Spettabile clientela che la nostra Ditta continua la sua attività nell'antica e unica Sede di Via Aselli, 26 - Milano.

La Ditta **F.A.R.E.F.**

LARGO LA FOPPA, 6 - **MILANO** - TEL. 631.158

Vi può fornire tutte le parti staccate radio e minuterie varie a prezzi di assoluta convenienza

Costruttori - Riparatori - Rivenditori

nel vostro interesse interpellateci

ROCCHI & ARGENTO

Servizio Radiotecnico

Riparazioni Controlli Tarature

Massima precisione

F O T O O T T I C A

Sviluppo, stampa, ingrandimenti, riproduzione documenti

Materiali radio, fotografici e occhialeria

Via Caffaro, 5 R - **GENOVA** - Tel. 25.513

A.R.M.E.

S. R. L. - CAPITALE SOCIALE L. 500.000 VERSATO

ACCESSORI RADIO

MATERIALI ELETTROFONOGRAFICI

Via Crescenzio, 6 - Telefono 265.260 - **MILANO**

HARMONIC RADIO

presenta la sua nuova produzione 1948

Gruppo A. F. Mod. H\561 - 541

(Brevetto) Impiegato negli apparecchi Harmonic mod. 561 - 541. Si vende anche sciolto. Misura: 105 x 75 x 75. Economico, esso rappresenta la più grande novità del 1948. 6 gamme d'onda così distribuite:

OM. 1	500 ÷ 900 kHZ	600 ÷ 340 mt.
OM. 2	850 ÷ 1500 kHZ	350 ÷ 200 mt.
OC. 1	4600 ÷ 8 00 kHZ	65 ÷ 375 mt.
OC. 2	7300 ÷ 12500 kHZ	41 ÷ 24 mt.
OC. 3	11500 ÷ 17600 kHZ	26 ÷ 17 mt.
OC. 4	16600 ÷ 25000 kHZ	18 ÷ 12 mt.

Mod. H 630 Amplificatore 30 W.

Entrata per due microfoni con miscel sulla prima valvola.

Mod. 561 Radioricevitore

5 valvole, 6 gamme d'onda. Sintonia con induttore a permeabilità variabile.

H A R M O N I C R A D I O - M I L A N O

TELEFONO 690.226

Rappresentante per l'Italia Ditta FARINA - Milano - Via Arrigo Boito, 8 - Telef. 86.929 - 153.167

STRUMENTI DI MISURA

PARTI STACCATE

PEZZI DI RICAMBIO

MINUTERIE E VITERIE DI PRECISIONE PER LA RADIO

Riparazioni accurate in qualsiasi tipo e marca, di strumenti di misura, a prezzi modici

É uscito il nuovo listino prezzi. Costruttori, rivenditori e riparatori richiedeteci !

VIALE PIAVE, 14

TELEF. 24.405

l'antenna

SETTEMBRE 1948 — ANNO XX - N. 9

MENSILE DI RADIOTECNICA

XX ANNO DI PUBBLICAZIONE

*

PROPRIETARIA EDIT. IL ROSTRO SOCIETA' A RESP. LIMITATA

*

DIREZIONE - REDAZIONE - AMMINISTRAZIONE VIA SENATO, 24 MILANO — TELEFONO 72.908 — CONTO CORR. POST. N. 3/24227 C. C. E. C. C. I. 225438 UFF. PUBBLIC. VIA SENATO, 24

*

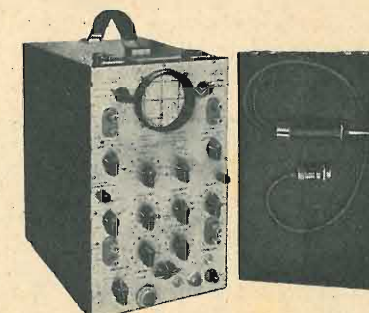
SOMMARIO

QUESTO NUMERO COSTA L. 200 ARRETRATI IL DOPPIO

*

ABBONAMENTO ANNUO LIRE 2000 + 60 (I. g. e.) ESTERO IL DOPPIO

*

Per ogni cambiamento di indirizzo inviare Lire Venti, anche in francobolli. Si pregano coloro che scrivono alla Rivista di citare sempre, se Abbonati, il numero di matricola stampato sulla fascetta accanto al loro preciso indirizzo. Si ricordi di firmare per esteso in modo da facilitare lo spoglio della corrispondenza. Allegare sempre i francobolli per la risposta.

l'antenna

MENSILE DI RADIOTECNICA

ANNO XX – N. 9 SETTEMBRE 1948

UN APPARECCHIO "STRENNA" il 301-1948

di NAZZARENO CALLEGARI

PRELIMINARI

Dobbiamo riconoscere un poco tutti che la tecnica della radio, in continuo progresso, quale si è rivelata specialmente attraverso le importazioni dall'America in questo dopo guerra, ci ha viziati. Di fronte a valvoline grandi poco più di un bottone capaci di sostituire vantaggiosamente le vecchie gloriose ampolle che abbiamo sin qui usato, di fronte ad apparecchi supereterodina racchiusi in eleganti « trousses » tascabili, a ricetrasmettitori che stanno in una mano, abbiamo presa l'abitudine inconsapevole di disprezzare le buone vecchie valvole comuni e di trascurare la ricerca di tutte le possibilità che esse ci offrono.

ORIGINE DEL RICEVITORE

Per poter meglio comprendere le possibilità di questo piccolo ricevitore conviene risalire con la memoria ai primi ricevitori a valvole, quando con tre modestissimi triodi a corrente continua ed una batteria di 80 V per l'anodica si riusciva a ricevere in altoparlante (magari a tromba) le rare stazioni europee.

Poi venne il progresso: i triodi furono sostituiti dai pentodi, le tensioni anodiche salirono da 80 a 250 V, la potenza delle stazioni salì da qualche chilowatt a 100 e più, i circuiti ed i componenti si perfezionarono sempre più, ma i risultati non furono affatto proporzionati.

Fu appunto riandando col pensiero a quei vecchi ricevitori che sorse l'idea di utilizzare la sezione triodica di una comune valvola convertitrice moderna quale valvola di uscita e la sezione esodo quale preamplificatrice-rivelatrice.

Per quei vecchi ricevitori, infatti, era stata creata come valvola finale la famosa B406, un triodo, che con soli 80 V anodici e 8 mA forniva potenza sufficiente ad alimentare l'altoparlante. Perchè dunque il triodo, per esempio della ECH4, con tensioni di 150÷200 V e con corrente di 12 mA, non avrebbe potuto fare lo stesso servizio? In quanto all'amplificazione, il triodo ECH4 avrebbe dovuto essere in netta condizione di vantaggio rispetto alla B406; infatti, mentre la prima possiede una mutua conduttanza di ben 3200 μA/V ed un coefficiente di amplificazione di 22 volte, la seconda ha una mutua conduttanza di soli 1400 μA/V ed un coefficiente di amplificazione di sole 6 volte.

Tutto lasciava dunque pensare che il triodo della ECH4 si prestasse bene a sostituire la gloriosa B406 e similari nella funzione di amplificazione finale e la prima realizzazione in tale senso fu quella fatta nel piccolo ricevitore individuale da noi studiato e pubblicato (« *l'antenna* », n. 19-20, ottobre 1947, pag. 414). La potenza di uscita di questo piccolissimo ricevitore, sebbene sufficiente ad una ricezione chiara con altoparlante in assenza di rumori e forte con le « cuffie » speciali di cui era dotato, diveniva insufficiente se il locale in cui il ricevitore veniva adoperato era rumoroso e ciò, sopratutto per una insufficiente amplificazione di bassa frequenza, conseguenza diretta dell'impiego dello stesso triodo finale come rivelatore.

Dallo studio dell'applicazione di uno stadio preamplificatore-rivelatore al triodo si vide la possibilità di realizzare un buon ricevitorino con una sola valvola del tipo ECH4 o E1R o 6TE8, in cui la sezione triodo funzionasse da finale e la sezione esodo da preamplificatrice-rivelatrice. In tale modo sorse il « 301 » che qui presentiamo.

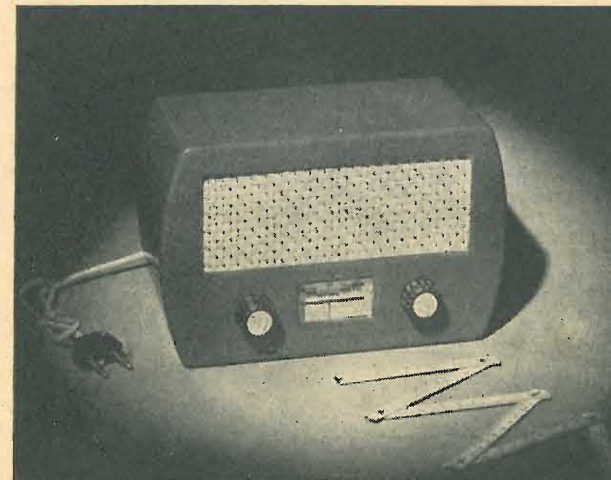
CARATTERISTICHE PRINCIPALI

La valvola ECH4 (e derivate) è una valvola particolarmente duttile ed ha fra l'altro l'ottimo pregio di funzionare con corrente di accensione minima (0,2 A) e con correnti anodiche dell'ordine del milliampere per la sezione esodo (come rivelatore-amplificatore BF) e di una decina di milliampere anodici.

L'unica altra valvola reperibile sul nostro mercato che avrebbe potuto complessivamente svolgere le stesse funzioni sarebbe stata la WE13 che richiede 1 A di filamento (6,3 W al posto di 0,13 W!) 250÷275 V anodici al posto di 150÷180 e 45 mA al posto dei 10 della ECH4. E' chiaro che l'impiego di una tale valvola avrebbe creata la necessità di una alimentazione adeguata di ben poco inferiore a quella richiesta per un comune ricevitore a 4 o 5 valvole, con tutte le difficoltà di filtraggio relative per cui il consumo dell'apparecchio si sarebbe aggirato sui 40 W complessivi. Con la ECH4 i consumi vengono invece così ripartiti: filamento 0,13 W, anodica 2 W. Il consumo maggiore è dato dalla lampadina del quadrante (2,5 W); considerando poi una perdita nel raddrizzatore ed il rendimento del trasformatore di rete del 70% si arriva appena ai 10 W totali!

La potenza di uscita in proporzione rimane abbastanza buona e sufficiente ad alimentare anche un altoparlante magneto-dinamico normale ed a consentire una buona ricezione in tutto un locale.

Questo ricevitore equivale in tutto ad un vecchio tre valvole a triodi con batteria ossia a poco meno di un 2+1 moderno con pentodi. Esso può dare una buona ricezione delle locali entro 50 km ed una buona ricezione anche delle estere se usato fuori della zona urbana con una buona an-

tenna ed in molti casi anche solo con una buona presa di terra.

Il circuito d'ingresso di AF è studiato in modo da avere un buon fattore di merito (Q) in modo che l'uso della reazione non sia sempre necessario e che l'innesco sia dolce, ottenendo in pari tempo la selettività sufficiente a separare nettamente le stazioni locali.

Quanto all'irradiazione, anche se non fossero prese particolari precauzioni, la massima potenza oscillante non potrebbe in nessun caso raggiungere i 0,06 W perchè tale è la potenza di alimentazione dell'anodo della rivelatrice ed a ciò va aggiunto il basso accoppiamento della reazione ed i rendimenti, per cui in realtà la potenza in aereo sarebbe solo una piccola frazione di questi 0,06 W, potenza certamente inferiore a quella che irradia una buona supereterodina, attraverso agli accoppiamenti parassiti, nella quale la potenza in gioco nella sezione oscillatrice è di 0,2÷0,4 W.

Nel nostro piccolo ricevitore anche questi modestissimi effetti di irradiazione, che potrebbero sorgere solo per errore di manovra, sono aboliti con l'applicazione di alcune spire di neutralizzazione disposte in serie all'aereo ed accoppiate direttamente, ma al giusto grado, alla bobina di reazione.

MATERIALE OCCORRENTE

1 valvola ECH4 o E1R
1 telaio (vedi piano di montaggio)
1 portavalvola a bicchiere
1 raddrizzatore al selenio (23 elementi)
1 condensatore elettrolitico (doppio) 8+8 μF, 450 V (Solar)
1 condensatore elettrolitico di catodo 10 μF, 30 V
1 condens. variabile a dielettrico solido 500 pF con interrutt.
1 condens. variab. a dielettrico solido 500 pF senza interrutt.
4 ranelle isolanti per detti
2 manopole
2 carrucole per scala parlante
1 trasformatore 10 W, primario 125-160-220 V secondario 6,3 V
1 bobina di AF completa di nucleo a vite (vedi disegno)
1 altoparlante magnetodinamico con trasf. di uscita 10.000 Ω oppure magnetico bilanciato
m 1,50 cordoncino binato 2×0,35
1 spina bipolare
1 resistenza 2000 Ω, 1 W
1 resistenza 500 Ω, 0,5 W
1 resistenza 0,5 MΩ, 0,25 W
1 resistenza 1 MΩ, 0,25 W
1 resistenza 0,2 MΩ, 0,5 W
1 resistenza 50.000 Ω, 0,25 W
1 condensatore 2.000 pF carta
1 condensatore 10.000 pF carta
1 condensatore 50.000 pF carta
2 condensatori 250 pF mica
1 mobiletto legno 20×15×11 cm (esterno).

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

In fig. 1 è dato il circuito elettrico del ricevitore, procediamo al suo studio attraverso il percorso delle correnti, dall'aereo verso l'altoparlante.

Dall'aereo, le correnti indotte dalle onde che lo colpiscono, attraverso al condensatore di protezione di 2000 pF passano in L1, bobina principale d'aereo, indi attraverso L4 di poche spire, antireazione, e vanno a scaricarsi attraverso al condensatore di 10 μF di catodo sulla rete di alimentazione che così funziona da presa di terra o meglio da contrappeso. Se al posto dell'aereo si mette la presa di terra, allora il percorso delle correnti captate si inverte, procedendo dalla rete, che in tale caso funziona da antenna, verso la presa di terra, ma gli effetti non cambiano per questo.

Le correnti di AF che, come abbiamo visto, scorrono in L1 inducono per via magnetica in L2, bobina di accordo, delle correnti indotte che vengono intensificate e selezionate rispetto alla frequenza dal circuito oscillante costituito dalla stessa bobina L2 e dal condensatore C1, indi vengono applicate, attraverso al condensatore di griglia di 250 pF e alla resistenza associata di 500.000 Ω alla griglia della sezione eptodo della ECH4. Su questa griglia si compie la rivelazione e sono presenti contemporaneamente correnti di alta frequenza e correnti di bassa frequenza ottenute dalla rivelazione. Entrambe le correnti vengono amplificate dalla sezione esodo e si ritrovano sulla placca, le alte frequenze prendono la strada della bobina di reazione (la cui impedenza è bassa) verso la massa (o meglio il catodo) attraverso a C2 che ne regola il passaggio, le basse frequenze invece, attraverso al condensatore di 10.000 pF ed alla resistenza di 50.000 Ω vanno a raggiungere la griglia della sezione triodo della ECH4 in cui verranno ulteriormente amplificate.

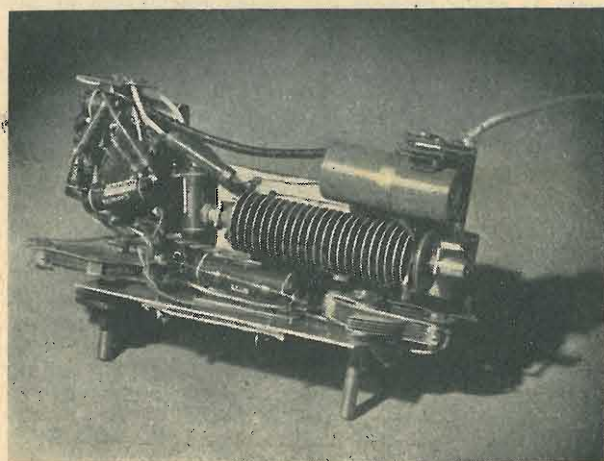
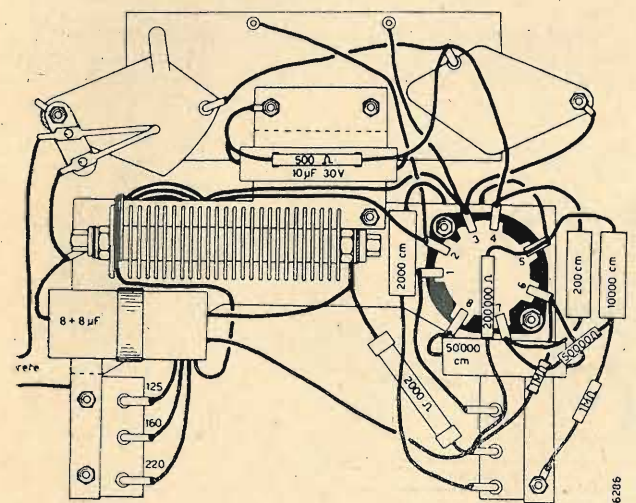
Particolari costruttivi della bobina. Nella figura non è segnata la induttanza L4. Essa consta di 5 spire di filo da 2/10 avvolte su L3.

In realtà, attraverso al condensatore di 10.000 pF scorrono tanto le correnti di AF che di BF ma le prime non possono raggiungere la griglia del triodo perchè ostacolate dalla resistenza di 50.000 Ω (detta per ciò di « disaccoppiamento ») e scaricate, per quel poco che riesce a passare, a massa, ossia al catodo, dal condensatore di 200 pF.

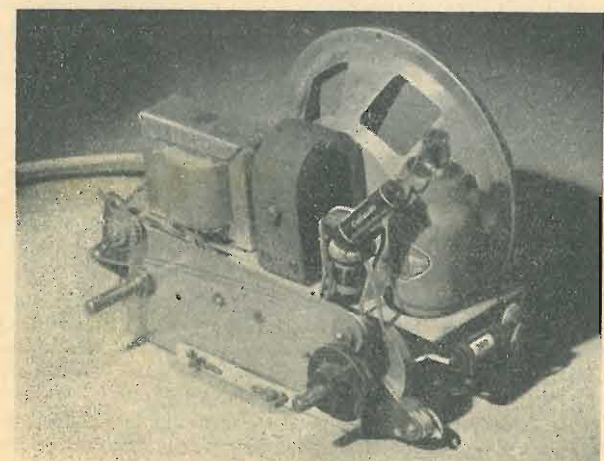
La tensione di polarizzazione per la valvola, che riguarda solo la sezione triodo, in quanto l'altra sezione, come rivelatrice, non ne ha bisogno, è ricavata dal catodo (autopolarizzazione) attraverso alla resistenza di 500 Ω e raggiunge la griglia attraverso la resistenza di 1 MΩ e quella di 50.000 Ω.

Le correnti di BF uscenti amplificate dalla sezione triodo (placca) alimentano l'altoparlante il cui altro capo va al positivo anodico massimo.

A questo punto, prima di passare all'alimentazione è bene tornare sul funzionamento della parte ad AF per approfondire la conoscenza.

Le correnti di alta frequenza che scorrono in L3 inducono un campo magnetico che, raggiungendo le spire di L2 tende a formare in questa bobina una corrente che si sovrappone a quella del segnale (si tratta della stessa corrente del segnale che amplificata è portata a sovrapporsi, avvenendo il ciclo con grandissima rapidità la sovrapposizione è quasi perfetta) e quindi a rafforzarla. Per realizzare utilmente questa condizione la quantità di energia che va da L3 a L2 deve essere esigua e perciò la distanza fra L2 ed L3 ed il numero di spire di L3 devono essere fissati in modo opportuno. Il condensatore variabile C2, controllando la corrente che scorre in L3 (come un reostato) regola anche il quantitativo di energia che dalla placca torna sulla griglia (reazione) in modo da dosarla nelle proporzioni più opportune.

Se però si eccede nella quantità di energia che si trasferisce da L3 a L2, magari tenendo le lamine di C2 troppo compenetrate, allora l'apparecchio tende a diventare generatore e produce correnti di AF che possono raggiungere l'aereo, attraverso alla bobina L1 ed il condensatore di 2000 pF, venire irradiate e disturbare gli altri ricevitori. Per evitare questo inconveniente (che pure in questo caso sarebbe assai modesto), in serie ad L1 si trova la bobinetta L4, di poche spire, strettamente accoppiata a quella di reazione (ossia ad L3). In ricezione L4 non ha quasi alcun effetto tranne quello di contrastare debolmente la corrente di aereo, quando invece, per errore di manovra, l'apparecchio diviene generatore (ossia « innesca ») le poche spire di L4 assai prossime ad L3 raccolgono una tensione pressochè uguale a quella delle molte spire di L1 lontana da L3 per cui essendo L1 ed L4 in serie e messe in modo che producano nel circuito d'aereo correnti opposte, neutralizzano gli effetti reciprocamente (la neutralizzazione non è mai perfetta quindi il disturbo è fortemente ridotto ma non eliminato).

ALIMENTAZIONE

La parte relativa all'alimentazione di questo minuscolo ricevitore è particolarmente interessante. L'accensione della valvola si ottiene con un trasformatore del genere di quelli da campanello, grosso come un trasformatore di uscita di tipo medio, che al primario ha tre tensioni (125, 160, 220 V) e al secondario i 6,3 V necessari.

Fra lo zero e i 220 V si preleva la tensione anodica, essa viene rettificata da un raddrizzatore al selenio che, pur di dimensioni assai ridotte, sopporta benissimo tensioni fino a 300 V senza naturalmente richiedere alcun avvolgimento ausiliario di accensione, la corrente rettificata, all'uscita del raddrizzatore viene filtrata da due condensatori da 8 μF elettrolitici e dalla resistenza da 2000 Ω che in questo caso svolge le funzioni di impedenza di filtro, cosa questa che è resa possibile dal bassissimo consumo anodico dell'apparecchio. Il raddrizzatore potrebbe giungere ad erogare sino a 80 mA, ma nel nostro caso, in cui occorrono una decina di milliampere esso funziona con tali margini da non riscaldarsi menomamente e da assicurare una durata eterna.

REALIZZAZIONE

Questo piccolo apparecchio è montato su di un telaio di alluminio piegato ad angolo, lungo 16,5 cm e largo 8,5 cm a piegatura eseguita. La sistemazione dei pezzi è ben visibile dalle fotografie e dal piano di montaggio. La forma particolare del telaio è dovuta alla necessità di lasciare un poco di posto al fondo dell'altoparlante che è rivolto verso la parte posteriore del mobile anzichè verso quella anteriore. La scala parlante viene ricavata dalla stessa parete anteriore del telaio.

Nella parte superiore del telaio prendono posto la bobina di alta frequenza, il trasformatore di... alimentazione, e, naturalmente, la valvola. Anteriormente sono sistemati i due condensatori variabili che sono del tipo a dielettrico solido da 500 pF. Sotto il telaio sono fissati il raddrizzatore ed il condensatore doppio di filtro (che essendo fatto per funzionare a 450 V e lavorando a 200 offre le più vaste garanzie di durata) e gli altri pezzi componenti.

L'unico pezzo che richiede una certa preparazione è la bobina, questa si compone di un avvolgimento a nido d'ape di 100 spire di filo da 10×0,07 (Litz) sulla quale prendono posto altre 33 spire a nido d'ape in filo da 0,2 mm, la prima è la L2, l'altra è la L3. Di fianco ad L2, scorrevole sul tubetto, è la bobina L1 d'aereo, avvolta a spire affiancate, che si compone di 30 spire di filo da 0,2 mm smaltato. Il tubetto è di bachelite stampata da 12 mm di diametro, con nucleo a vite in sirufer.

MESSA A PUNTO

Terminato il montaggio, sistemata la valvola e l'aereo, si dovrà avvertire, toccando il cappuccio della valvola con un dito, un forte ronzio nell'altoparlante.

Rimesso al posto il clips, regolando C2 si dovrà avvertire nell'altoparlante il passaggio allo stato di innesco che si manifesta con la ricezione di un fruscio o soffio oltre un certo grado dell'accoppiamento delle lamine. Indi, ruotando C1 si sentiranno dei fischietti distribuiti sul quadrante che scompariranno lasciando il posto alla ricezione delle stazioni quando venga ridotta opportunamente la reazione facendo fuoruscire le lamine di C2. Per imparare bene la manovra ci vuole un poco di esercizio ma poi ci si abitua e diventa assai facile.

Se le stazioni non coincidono con la scala non vi è che regolare il nucleo di sirufer nella bobina.

Diremo a chi vuole accingersi che non vi sono particolari difficoltà nella realizzazione e che questa è alla portata di tutti, tutto sta ad impiegare del materiale che sia di sicuro funzionamento e non difettoso, in particolare il raddrizzatore e l'altoparlante.

Nulla vieta di usare un diodo al posto del raddrizzatore, tranne che in tale caso occorre un piccolo avvolgimento ausiliario per accenderlo, può essere usato allo scopo anche una valvola da ricezione, solo attenti ai consumi perchè un piccolo trasformatore come quello qui usato non può essere caricato eccessivamente.

Anche l'altoparlante può essere di tipo diverso, si può usare un magnetodinamico, con trasformatore di uscita naturalmente (impedenza primaria ottima intorno ai 10.000 Ω) o eventualmente un altoparlante magnetico bilanciato.

La qualità acustica dell'apparecchio è ottima perchè vi è un triodo come amplificatore finale, se si nota qualche distorsione questa è dovuta all'altoparlante difettoso o con caratteristiche non adatte, queste però non sono affatto critiche.

Se si usa l'antenna, questa dovrà avere almeno una decina di metri (fino a 30 se si è lontani dalle stazioni locali). Eventuali sovrapposizioni delle stazioni più forti si eliminano facendo scorrere L1 sul tubo, allontanandola da L2.

Ed ora chiudo con i migliori auguri per chi vorrà mettersi all'opera, chiedendo scusa ai lettori della imprecisione dei termini e delle approssimative spiegazioni tecniche che pur erano necessarie per una maggiore comprensione da parte di coloro che sono meno preparati.

*

Ricevitore supereterodina a 6 valvole

di ERNESTO VIGANÒ

L'apparecchio qui descritto è stato progettato nell'intento di permettere una buona ricezione delle stazioni dei dilettanti e di quelle broadcasting, così da unire in un solo ricevitore quello domestico e il professionale. E' stato tenuto conto soprattutto del binomio: massimo rendimento con minima spesa, sfruttando al massimo tutti gli elementi.

I comandi sono separati per permettere la centratura perfetta di ogni stazione, un band-spread rende assai semplice la ricerca delle stazioni ad onda corta.

L'apparecchio copre le gamme: onde medie, ed in quattro gamme da 2, 4 a 47 MHz. Naturalmente avendo su una media frequenza 467 kHz la gamma a frequenza più elevata viene ad essere interferita da immagini, ma con un po' di pratica le ricezioni saranno soddisfacenti.

La costruzione è stata mantenuta professionale ma nei limiti della massima economia, l'alimentazione è separata per evitare ronzii d'induzione, le manopole sono a demoltiplica ma non a scala parlante, e il cambio d'onda viene effettuato cambiando le bobine per non sacrificare le gamme più corte con un commutatore che potrebbe, specialmente se in bachelite, introdurre perdite tali da rendere quasi inefficente il ricevitore. Non si deve dimenticare che le stazioni a onde corte come Radio Londra arrivono sempre forti, mentre i dilettanti usano solo pochi watt. Se qualcuno desiderasse mettere in tandem i variabili e usare scala parlante deve studiare le capacità di padding per l'oscillatore ed eliminare lo spread. Nella costruzione originale sono state usate delle manopole a demoltiplica Orion vecchie ma sempre ottime, ed è stata tracciata la curva di frequenza in funzione della graduazione.

Fig. 1. - *Schema del ricevitore supereterodina a sei valvole. I condensatori che portano l'indicazione A sono da 10.000 pF, mica.*

Fig. 2. - *Le bobine vanno avvolte tutte nello stesso senso. La realizzazione meccanica è identica a quella delle bobine del tre valvole descritto nel n. 5 della Rivista (maggio, 1948).*

Soprattutto si deve curare, al solito, che i vari componenti siano di materiale buono e la costruzione assai precisa, dato che si tratta di un normale apparecchio costruito con criteri particolari.

SCHEMA

Dall'antenna si entra nel primo circuito oscillante con l'accoppiamento a trasformatore, e per tanto si potrà vedere se le spire di aereo della bobina sono adatte al tipo di antenna usato, se mai correggerle per tentativi. I dati in tabella sono quelli che hanno dato il massimo rendimento, ma può darsi che qualche variazione si possa rendere necessaria.

Come convertitrice è stata usata una 6K8, assicurando una conversione esente da grane fino alle frequenze più elevate, però una ECH4 o E1R possono andare altrettanto bene. La placca dell'oscillatore viene alimentata, assieme al BFO e agli schermi della media ai capi di una VR105 che assicura una buona stabilità anche se la rete varia entro limiti abbastanza vasti. I condensatori variabili sono da 140 pF e in parallelo a quello dell'oscillatore se ne trova uno da una trentina di pF per rendere più facile la ricerca sulle onde corte. Tutti e tre è bene siano demoltiplicati, o quanto meno i due dell'oscillatore con riferimenti per evitare di centrare l'immagine.

La media frequenza è su 467 kHz, ed una 6SG7 si incarica di amplificare il segnale fino al limite di oscillazione aumentando così la sensibilità e la selettività dell'apparecchio. Un potenziometro sul catodo della valvola varia l'amplificazione permettendo una comoda regolazione.

La rivelazione è affidata ad una 6H6 assieme al compito di attenuare i disturbi.

Per quanto ho potuto constatare agisce assai bene contro le punte ripide, tagliandole a livello del segnale entrante, e rendendo così possibile la ricezione sui 10 m di segnali lontani al primo piano di una strada assai frequentata da tram e auto. Un interruttore permette di escludere l'anti disturbo e un altro il CAV il cui segnale viene prelevato dallo stesso diodo che serve alla rivelazione.

Per non mettere una valvola separata come BFO, è stata usata una 6SL7, doppio triodo, come preamplificatrice di bassa e oscillatrice. La griglia della sezione oscillatrice viene accoppiata con poche spire di filo isolato avvolte sul collegamento al piedino della 6H6, così da ottenere 2 o 3 pF.

Una 6V6 come finale assicura piena uscita in altoparlante con un'ottima qualità, la resistenza di griglia di questa valvola è formata dal potenziometro regolatore di tono.

Come misuratore di campo si può usare uno strumento da una decina di milliampère inserito nel punto segnato con una crocetta, o sulla placca della 6SG7, o sulla placca della convertitrice o sul collegamento comune a tutte e due. Un interruttore accende e spegne l'apparecchio, e un altro toglie l'alta tensione lasciando accesi i filamenti.

Il trasformatore d'uscita porta un secondario speciale per l'impedenza della cuffia, un *Jack* automaticamente stacca la bobina mobile dell'altoparlante.

COSTRUZIONE

Come prima ho detto, la costruzione deve essere assai accurata e i pezzi di buona qualità, condizione questa necessaria per ottenere buoni risultati.

Il telaio è di 20 per 30 cm., alto 6, munito di un pannello anteriore di 3 mm alto pure 20 cm e lungo 30, solidamente fissato al telaio a mezzo di chiodi ribattuti. I disegni spiegheranno meglio ancora delle descrizioni la posizione dei pezzi, non avendo potuto farlo fotografare.

Sul pannello a sinistra trova posto la manopola del variabile dell'alta frequenza, al centro lo « spread » e a destra il «bandset ». Immediatamente dietro i primi due variabili si trovano gli zoccoli per le bobine, uno schermo li separa isolando le due sezioni dal resto dell'apparecchio. La valvola convertitrice trova posto subito dietro la bobina dell'oscillatore. Meglio sarebbe poter usare delle scatole che racchiudano il complesso di alta frequenza. Sul fondo del telaio trovano posto i trasformatori di media frequenza. la 6SG7 e la 6H6. La 6SL7 e la 6V6 sono tra lo schermo e le medie, il trasformatore del BFO è sotto il telaio vicino alla valvola. E' stato ricavato da un vecchio Marelli e modificato come segue: sono state aggiunte una ventina di spire vicino a un avvolgimento, e spostate sul supporto finchè la reazione ha innescato regolarmente. Il variabile di nota ha la capacità di una ventina di pF, ed è in parallelo ad uno fisso a mica argentata. Il variabile è bene che sia sistemato presso la sua bobina, in caso contrario si verificheranno variazioni di nota in seguito ad urti o vibrazioni per la oscillazione meccanica dei fili. Senza contare che i fili di collegamento daranno luogo ad accoppiamenti fastidiosi.

Fig. 3. - 1, 2 e 3 = *manopole dei variabili (vedi a lato); A = inter. doppio alta tens. e linea alimentazione (con due scatti successivi); B = regol. tono; C = regol. sensibilità media freq.; D = regol. di nota per oscillatore di media freq.; E = regol. di volume; F = inter. del CAV; G = inter. dell'antidisturbi; H = inter. dell'oscill. di nota.*

Tutti i condensatori di fuga della parte alta frequenza sono a mica, e di ottima qualità.

Le bobine sono state avvolte su supporti ceramici di buona qualità, e munite di zoccoli a 4 piedini, una europeo e l'altro americano, per evitare di sbagliare nell'inserirle. Per i valori vedi la tabella a parte.

Chi ha a disposizione una officinetta ben fornita potrà fare delle scatolette in alluminio di qualche decimo di spessore e chiudervi dentro le bobine una volta tarate, o addirittura fare un cassettino con i due zoccoli in fondo, semplificando al massimo l'operazione del cambio d'onda.

Il ricevitore finito verrà coperto con un coperchio di lamiera forata che serva da protezione e da schermo contemporaneamente. Anche il fondo verrà chiuso così che i segnali potranno entrare solo attraverso l'antenna.

Come alimentazione ci vorranno 250 volt a un centinaio di milliampère, un normale alimentatore con una 5Y3 potrà servire. Si consiglia di mettere la VR105 sul telaio alimentazione, però può trovare posto sul ricevitore.

L'interruttore di alta tensione va posto all'ingresso del filtro, per evitare che i condensatori saltino per la tensione troppo alta quando è aperto. o l'alimentatore va munito di un bleeder tale da essere sicuri, ma questo sistema è assai costoso.

Una volta finita la filatura e controllati i collegamenti, si potrà alimentare il ricevitore. La parte bassa frequenza dovrà subito funzionare, e si potrà controllare con un pick-up o semplicemente toccando la griglia della 6SL7.

Bisogna ora allineare la media frequenza. Si può fare usando il BFO, ma... Non si può essere sicuri della frequenza, e quindi sarà meglio procurarsi un oscillatore modulato e un misuratore di uscita. Se si usa il BFO, si può operare col CAV incluso e osservare la massima deviazione dell'indicatore di sintonia. Escludere l'antidisturbi durante l'operazione.

Una volta allineata la media, si proceda ad inserire le bobine di una gamma. Si verifichi allora se la convertitrice funziona regolarmente, deve oscillare con una corrente di griglia pressochè costante su tutta la gamma e senza buchi. Il valore dovrà aggirarsi su 200-250 microampère.

Si può allora procedere alla taratura delle scale dell'oscillatore e del selettore. Si dovrà fare attenzione a non scambiare il segnale con l'immagine, e tenere presente che l'immagine si trova a doppio della media frequenza più in là dalla parte più alta, e cioè l'immagine di 1 MHz va a finire a 1,934 MHz. Si ricordi di levare l'alta tensione ogni volta che avviene il cambio delle bobine, a scanso di « sberle ».

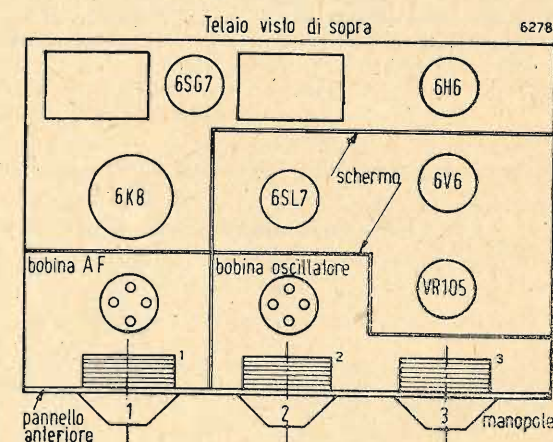
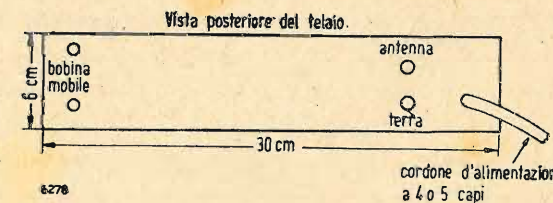



Fig. 4. - 1 = *variab. alta freq. 140 pF; 2 = variab. allargatore di banda oscill. 35 pF; 3 = variab. oscillatore 140 pF.*

La sintonia della convertitrice non deve dar luogo a trascinamento, ed essere abbastanza lasca.

Se si volesse aumentare la sensibilità e la selettività si potrà aggiungere una valvola in alta frequenza, una 6SK7, 6SH7, 6SG7, 6AC7, per quest'ultima si potrà usare lo schema della parte alta frequenza del ricevitore a tre valvole già descritto. Non è stata sentita questa necessità dallo scrivente perchè la sensibilità e la selettività erano già soddisfacenti. Sono state infatti ricevute stazioni dilettantistiche assai lontane e di piccola potenza su tutte le gamme, con buon funzionamento del CAV e dell'antidisturbi, mentre la manovra è assai semplice e può essere fatta da chiunque anche digiuno di radiotecnica.

Lo scrivente ha usato una antenna Windom lunga 10 metri e alta sopra il tetto, ma nella maggior parte dei casi un codino di qualche metro può bastare.

(Segue a pag. 289)

FATTORI DETERMINANTI DI PROGETTO DI UNO STADIO VARIATORE DI FREQUENZA

di GIUSEPPE TERMINI

6260/3

Fattori determinanti di progetto di uno stadio variatore di frequenza. — Si considerano i fattori che illustrano il funzionamento di uno stadio variatore di frequenza la cui importanza è determinante ai fini del progetto e della conseguente realizzazione del circuito d'impiego, per il quale ci si riferisce al tubo UCH41 della serie « Rimlock ».

a) *Amplificazione As_1 dello stadio,* definita dall'espressione: $Sc \cdot Ri \cdot Zd/(Ri+Zd)$ in cui Sc ed Ri hanno il significato noto, mentre Zd è l'impedenza del circuito di carico. Nel caso che questi sia del tipo a filtro di banda con accoppiamento per mutua induzione e che le caratteristiche costruttive, per una frequenza di accordo di 467 kHz, siano: $L1 = L2 = 1{,}16$ mH; $C1 = C2 = 100$ pF; $Q1 = Q2 = 150$, poichè la larghezza della banda di trasmissione che s'intende di 9 kHz, corrisponde prossimamente a $k \cdot \omega_0$, in cui k è il fattore di accoppiamento e ω_0 la pulsazione di risonanza dei circuiti oscillatori, si ha: $k = 9/\omega_0$ ed essendo $\omega_0 = 2\pi f = 2 \cdot 3{,}14 \cdot 467 = 2932{,}7$, risulta:

$$k = \frac{9}{2932{,}7} = 0{,}003$$

L'indice di accoppiamento η è determinato dall'espressione $\sqrt{\dfrac{1}{1+(\delta1 \cdot \delta2/k^2)}}$ che praticamente può scriversi:

$$\sqrt{\frac{k^2}{\delta1 \cdot \delta2}}$$

in cui $\delta1$ e $\delta2$ sono i decrementi dei due circuiti. Poichè è $\delta1 = 1/Q1$ e $\delta2 = 1/Q2$, essendo $Q1 = Q2$, si ha $\delta1 = \delta2 = 1/150 = 0{,}0066$, e quindi

$$\eta = \sqrt{\frac{0{,}003^2}{0{,}0066^2}} = 0{,}45$$

Il coefficiente di trasmissione Kt vale: $\eta/(1+\eta^2)$; si ha cioè:

$$Kt = 0{,}45/(1+0{,}45^2) = 0{,}37$$

L'impedenza del carico è infine: $Zd = Kt\sqrt{Z1 \cdot Z2}$ ed essendo:

$$Z1 = Z2 = \omega LQ = 2\pi fLQ =$$

$$= 2 \cdot 3{,}14 \cdot 467 \cdot 10^3 \cdot 1{,}16 \cdot 10^{-3} \cdot 150 = 510.300\ ,$$

si ha:

$$Zd = 188.811\ \Omega$$

Nei tre casi di funzionamento del tubo UCH41, in cui è:

a) $Sc = 500\ \mu A/V$; ($VaH = Vb = 200$ V; $Ri = 1{,}0$ MΩ);
b) $Sc = 450\ \mu A/V$; ($VaH = Vb = 170$ V; $Ri = 1{,}2$ MΩ);
c) $Sc = 320\ \mu A/V$; ($VaH = Vb = 100$ V; $Ri = 1{,}4$ MΩ);

l'amplificazione As_1 dello stadio variatore di frequenza, che è data dall'espressione

$$\frac{Sc \cdot Ri \cdot Zd}{Ri + Zd}$$

risulta:

a) $$As_1 = \frac{500 \cdot 10^{-6} \cdot 10^6 \cdot 188811}{(1+0{,}188811) \cdot 10^6} = 79$$

b) $$As_1 = \frac{450 \cdot 10^{-6} \cdot 1{,}2 \cdot 10^6 \cdot 188811}{(1{,}2+0{,}188811) \cdot 10^6} = 73$$

c) $$As_1 = \frac{320 \cdot 10^{-6} \cdot 1{,}4 \cdot 10^6 \cdot 188811}{(1{,}4+0{,}188811) \cdot 10^6} = 53$$

b) *Importanza delle capacità infraelettrodiche.* - Il funzionamento del tubo in regime di conversione di frequenza è in relazione alle capacità infraelettrodiche il cui importo non può essere trascurato, specie per frequenze di funzionamento particolarmente elevate (onde cortissime). L'importanza di taluna di queste capacità dipende dalla struttura elettrodica ed è noto che nei tubi a sezioni separate (triodi-esodi e triodi-eptodi) i fenomeni che s'incontrano per effetto delle capacità in questione sono palesemente meno importanti di quelli che si hanno nei tubi a sezione unica. Per le applicazioni nel campo delle radioaudizioni domestiche, in cui le frequenze massime si aggirano intorno a 20 MHz, i fenomeni degenerativi da imputare ad esse sono infatti trascurabili, quando la conversione di frequenza è affidata ai triodi-esodi e ai triodi-eptodi. A titolo informativo si può ritenere che in conseguenza a tali capacità si manifestano:

1) delle tensioni a frequenza locale ai capi del circuito selettore, prodotte dalla capacità esistente fra la griglia controllo dell'esodo (o dell'eptodo) e le griglie d'iniezione ($g3$) e di controllo (gT) dell'oscillatore per la frequenza locale. L'importanza di tale capacità è notevole quando il circuito selettore presenta un'impedenza elevata alla frequenza locale, ciò che si manifesta nelle onde cortissime e per frequenze di conversione non molto elevate, nel qual caso cioè la frequenza locale è molto prossima a quella di accordo del selettore. Le tensioni a frequenza locale che si hanno ai capi del circuito selettore possono risultare in fase, oppure in opposizione di fase a quella del segnale. La concordanza di fase si verifica quando la frequenza di funzionamento del generatore locale è superiore a quella di accordo del selettore, fatto questo che determina un debole aumento nell'amplificazione dello stadio. L'opposizione di fase che segue invece ad una frequenza locale inferiore a quella del selettore, diminuisce l'amplificazione dello stadio. Con il tubo UCH41, ed es. in cui $C_{(gT+g3)},\ glH$ è $< 0{,}35$ pF, i fenomeni in questione sono trascurabili fino a frequenze dell'ordine di 30 MHz ($\lambda = 10$ mt).

2) Si manifestano delle tensioni a frequenza locale ai capi del circuito selettore in conseguenza alla capacità infraelettrodica anodo-griglia dell'esodo, mediante la quale viene riportata sulla griglia una frazione della tensione a frequenza locale che si ha ai capi del primario del trasformatore per la frequenza intermedia. Le conseguenze di questo fenomeno, palesemente trascurabili anche nei tubi a flusso elettronico unico, non sono da prendere in considerazione nei tubi a sezioni separate nei quali, come nel tubo UCH41, da $C_{(gT+g3)},\ aH$ è $< 0{,}2$ pF.

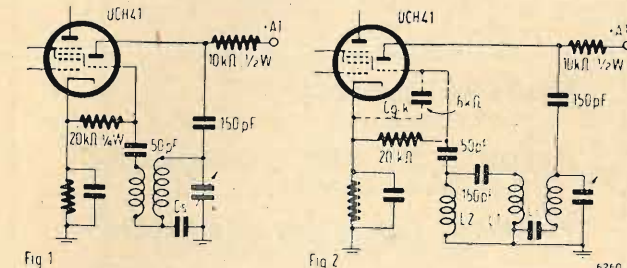
Si può con ciò concludere che l'importanza del valore delle capacità infraelettrodiche nei tubi a sezioni separate è tale da escludere ogni accorgimento particolare entro un campo estesissimo di frequenze. Di esse se ne dovrà pertanto tener conto solo in quanto rappresentano altrettanti rami delle reti connesse all'entrata e all'uscita del tubo, ciò che ne limita il computo alle capacità di entrata e a quelle di uscita delle due sezioni.

c) *Stabilità di frequenza e di ampiezza della tensione locale.* - Per le applicazioni è particolarmente importante esaminare le cause che possono modificare la frequenza e l'ampiezza della tensione locale. Tali cause possono essere suddivise in due gruppi, comprendendosi in uno quelle dovute ai circuiti esterni e, nell'altro, quelle da imputare al tubo stesso. Per quanto riguarda le cause esterne, un notevole contributo alla stabilità è dato dalla disposizione circuitale e dai valori degli elementi in giuoco. E' infatti opportuno realizzare:

1) l'alimentazione in parallelo dell'anodo del generatore, in quanto ciò consente di ottenere una maggiore stabilità di ampiezza della tensione locale che non attuando l'alimentazione in serie;

2) l'accoppiamento combinato per mutua induzione e per corrente fra l'entrata e l'uscita del generatore locale, perchè a ciò segue ancora una maggiore stabilità di ampiezza. Lo scopo può essere raggiunto, molto semplicemente, connettendo il lato freddo dell'induttore di reazione al condensatore in serie di allineamento C (padding), anzichè al potenziale di riferimento (fig. 1).

Si comprende infatti che l'effetto retroattivo di accordo del circuito oscillatorio, è convenientemente integrato dall'accoppiamento capacitivo. Questi è infatti predominante nella zona delle più basse frequenze della gamma, mentre in quella delle frequenze più elevate ha maggiore importanza l'accoppiamento induttivo.

3) Dimensionando correttamente il trasferimento energetico dall'uscita all'entrata dell'oscillatore per la frequenza locale. Il rendimento dello stadio di conversione è infatti in relazione all'ampiezza della tensione locale immessa nella sezione variatrice di frequenza. Il tubo UCH41 richiede un

Service technique « Miniwatt ».

accoppiamento assai stretto ($t = Vg/Va = 0{,}5 \sim$), ciò che limita i valori di C e di R del circuito di griglia rispettivamente a 50 pF e a 20.000 Ω, per evitare la produzione di oscillazioni indesiderate.

Per quanto riguarda le cause inerenti al funzionamento del tubo, è da osservare che un notevole contributo alla stabilità è dato dalla separazione delle unità elettrodiche. Le considerazioni di fase riguardano in tal caso la stabilità delle tensioni di alimentazione degli anodi e della griglia schermo e il mutamento della transconduttanza apportato dalla tensione di polarizzazione del regolatore di sensibilità. Riguardo alle tensioni di alimentazione degli anodi si ovvia efficacemente alle inevitabili variazioni disponendo il circuito oscillatorio del generatore per la frequenza locale sull'anodo anzichè sulla griglia del triodo. Con questa disposizione si diminuiscono anche sensibilmente le deviazioni di frequenza prodotte dal mutamento della transconduttanza.

Per la griglia schermo è sufficiente effettuarne l'alimentazione con circuito potenziometrico, ciò che richiede di dimensionarne i rami in modo che l'intensità di corrente in quello connesso al potenziale di riferimento sia più elevata di quella che percorre il circuito della griglia schermo.

Per quanto riguarda infine le deviazioni di frequenza dovute alla variazione della transconduttanza del tubo, esse si avvertono nei triodi-esodi solo sulle onde corte dove è conveniente predisporre l'oscillatore locale ad un accoppiamento alquanto più lasco ($t = 0{,}25$ per es.) di quello precisato in sede di discussione del rendimento. Ciò conduce a realizzare lo schema della fig. 2 in cui l'accoppiamento induttivo è completato dall'induttore $L2$. La tensione locale che si ha ai capi di $L1$ si suddivide tra $C1$ e tra $L2$, $C2$, $Cg \cdot k$. Dimensionando $L2$ in modo da ottenere una sovratensione locale intorno a $55 \div 60$ mt di lunghezza d'onda, l'accoppiamento meno stretto che si ha intorno a 50 mt risulta compensato dalla sovratensione locale.

d) *Il contributo del tubo variatore di frequenza al rumore di fondo.* - Il contributo in questione è misurato in modo univoco dalla resistenza equivalente al rumore. Questa è definita nel caso ideale che si sia eliminata dal tubo ogni causa interna di fruscio e che venga connessa all'entrata con valore tale da ottenere, a temperatura normale, una fluttuazione di tensione sufficiente per produrre all'uscita, il medesimo effetto creato dal tubo. Le cause del rumore sono molteplici, specie per il tubo variatore di frequenza, dovendosi considerare nel computo globale anche quelli introdotto dall'oscillatore per la frequenza locale. Tra queste cause, in cui si avvertono delle oscillazioni spurie, si considerano:

1) quelle spettanti al così detto « effetto mitraglia », riferito al disordine dell'immissione elettronica nell'anodo, la cui causa è da ricercare nell'irregolarità di distribuzione nel tempo dell'emissione elettronica;

2) quelle note col nome di effetto di scintillio (*flicker effect*), prodotte da variazioni irregolari dello stato di attivazione del catodo, cui concorrono il variare dell'estensione, della distribuzione e dello spessore delle pellicole emittenti.

L'importanza di queste cause è nota ai costruttori dei tubi, le cui soluzioni in materia sono dominate dal legame $R = KIa/g_m^2$, dove R è la resistenza di griglia equivalente al rumore, Ia l'intensità della corrente anodica, g_m la transconduttanza e K un coefficiente di proporzionalità con un diodo saturato. Si migliora la sensibilità dello stadio, rappresentata in modo univoco dal rapporto segnale/rumore, diminuendo quanto più possibile la corrente anodica e il rapporto fra il suo valore e quello della griglia schermo, aumentando la transconduttanza e diminuendo la conduttanza del circuito di entrata. Nel campo dei tubi per ricevitori domestici si ottengono efficacemente dei valori opportuni di R senza particolari soluzioni tecnologiche. Queste sono state per altro necessarie nella costruzione del tubo UCHL41, in conseguenza alle limitate dimensioni trasversali della struttura elettrodica. Si aumenta infatti la transconduttanza avvicinando la griglia al catodo fino al limite di sicurezza rappresentato dalla necessità di non incorrere nell'emissione elettronica da parte della griglia stessa. Questa è costituita inoltre con passo assai ristretto e con filo molto sottile, mentre è studiata adeguatamente anche la struttura della griglia schermo. I notevoli fattori caratteristici e dimensionali del tubo UCHL41 sono stati ottenuti seguendo appunto, tra gli altri, anche questi accorgimenti.

e) *Importanza del funzionamento del tubo variatore di frequenza, dal punto di vista della selettività del circuito di carico.* - Il dimensionamento del circuito di carico, realizzato in base alle necessità:

1) di effettuare un adattamento fra l'impedenza di uscita del tubo e quella di entrata dello stadio che segue;

2) di dare quindi al carico il valore più appropriato per ottenere la massima amplificazione dello stadio;

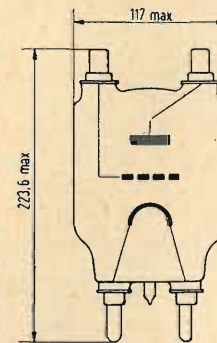
3) di ottenere un'adeguata selettività, rispetto al valore della frequenza di conversione;

4) di contenere il funzionamento dello stadio nei limiti di una conveniente stabilità;

rappresenta, come noto, una soluzione di compromesso adeguatamente efficace nel campo delle onde medie e corte. Una ragionevole deviazione di frequenza dell'oscillatore locale, conduce invece facilmente nelle onde cortissime a distorsioni non tollerabili quando la curva di risonanza del circuito di carico a filtro di banda è a variazione molto rapida a sinistra e a destra della frequenza di accordo. Nel caso che lo stadio variatore di frequenza faccia uso di un triodo-esodo o di un triodo-eptodo e che le disposizioni circuitali e di funzionamento seguano gli accorgimenti, previsti non ci si dovrà preoccupare di tale fatto fino a frequenze intorno a 20 MHz. Per frequenze di valore sensibilmente superiore è opportuno considerare il problema dal punto di vista dell'andamento della curva di risonanza, ciò che impone una catena di filtri di banda con alcuni ad accoppiamento inferiore al critico ed altri con accoppiamento superiore al critico. *

CARATTERISTICHE E DATI DI FUNZIONAMENTO DEI TUBI ELETTRONICI

TUBI TRASMITTENTI

833-A RCA

La RCA 833-A è un triodo trasmittente del tipo ad alto « mu » avente una dissipazione massima di placca di 450 W lavorando in condizioni ICAS. E' stato progettato come amplificatore di radio frequenza, oscillatore e modulatore in classe B.

Causa la sua elevata permeanza la 833-A può lavorare con alto rendimento anodico con bassa potenza di eccitazione.

La placca è supportata direttamente dai terminali che escono dalla parte superiore del bulbo. Come conseguenza della costruzione meccanica si può raggiungere una frequenza superiore limite di 30 MHz a piena dissipazione e 75 MHz a dissipazione ridotta.

CARATTERISTICHE E DATI DI FUNZIONAMENTO

1 - Caratteristiche generali

CARATTERISTICHE GENERALI

Elettriche:		
Tensione di filamento	10	V
Corrente	10	A
Fattore di amplificazione	35	
Capacità dirette approssimative:		
Griglia-placca	6,3	pF
Griglia-filamento	12,3	pF
Placca filamento	8,5	pF
Fisiche:		
Lunghezza globale	220	mm
Diametro massimo	110	mm
Posizione di montaggio	verticale	

Raffreddamento: richiesto ed indicato per le massime dissipazioni in ogni classe. *Il raffreddamento naturale* richiede che intorno al tubo vi sia una adeguata libera circolazione di aria. Allorquando si richiede un *raffreddamento forzato* ad aria il getto di aria (circa 1 m^3 al minuto da un orifizio di circa 50 mm di diametro) deve essere tale da non permettere che la temperatura tra griglia e placca ecceda i 145 °C.

2 - Caratteristiche di funzionamento quale amplificatore BF di potenza e modulatore (Classe B)

	Raffreddamento naturale	Raffreddamento forzato ad aria		
Massimi valori di dissipazione:	CCS	CCS	ICAS	
Tensione continua di placca	3000 max	4000 max	4000 max	V
Max-segnale corrente continua di placca	500 »	500 »	500 »	mA
Max-segnale iuput di placca	1125 »	1600 »	1800 »	W
Dissipazione di placca	300 »	400 »	450 »	W
Condizioni tipiche di lavoro (*):				
Tensione c.c. placca	3000	4000	4000	V
Tensione c.c. griglia	— 70	— 100	— 100	V
Tensione picco B.F.	400	480	510	V
Zero - segnale corrente continua di placca	100	100	100	mA
Max - segnale corrente continua di placca	750	800	900	mA
Effettiva resist. di carico (tra placca e placca)	9500	12000	11000	Ω
Max - segnale potenza eccitazione (circa)	20	29	38	W
Max - segnale potenza uscita (circa)	1650	2400	2700	W

(*) Se non altrimenti specificato i valori sono per valvola.

3 - Caratteristiche di funzionamento quale amplificatore AF (Classe B)

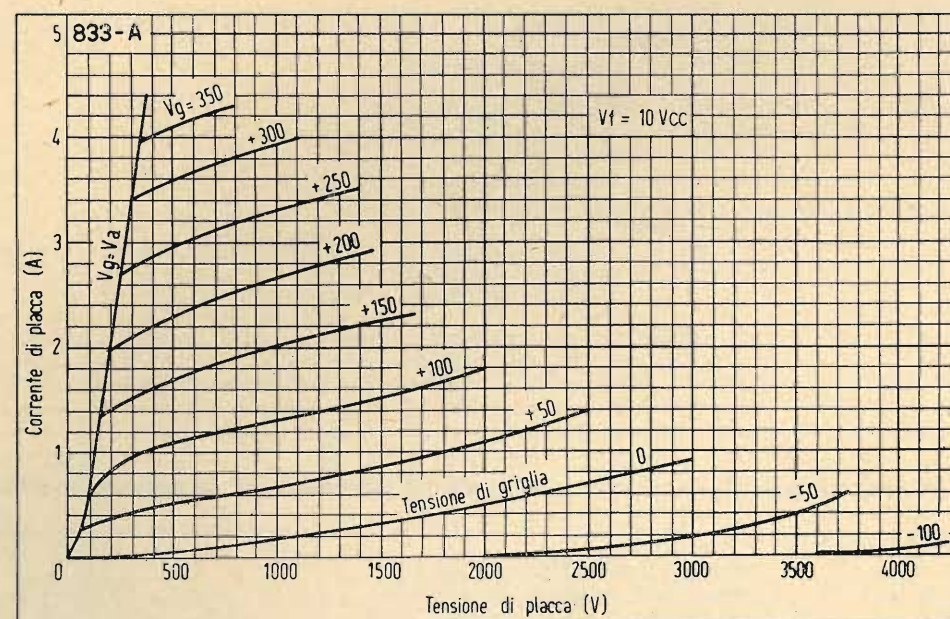
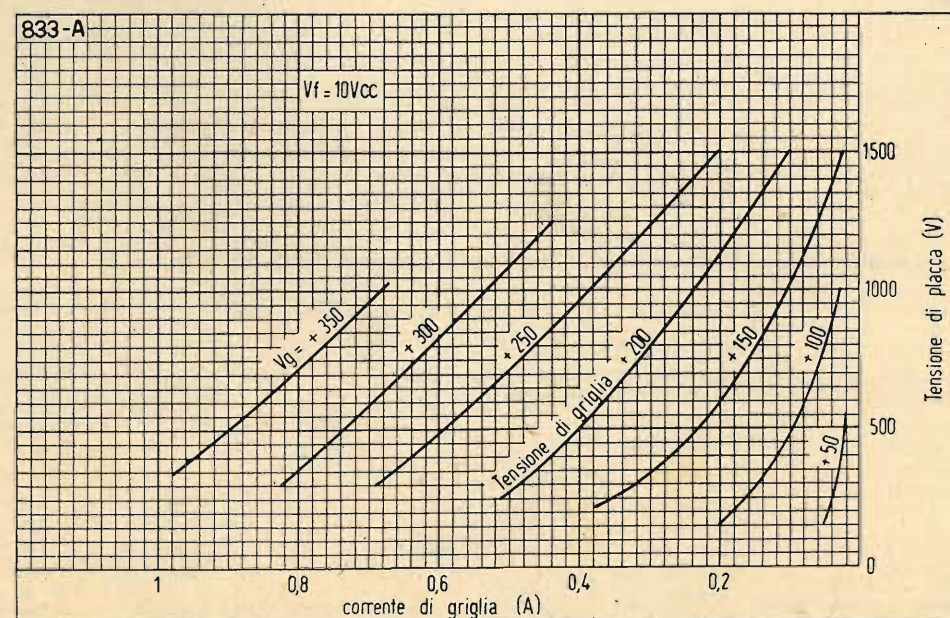
	Raffreddamento naturale	Raffreddamento forzato ad aria		
Massimi valori:	CCS	CCS	ICAS	
Tensione continua placca	3000 max	4000 max	4000 max	V
Corrente continua placca	300 »	300 »	300 »	mA
Iuput placca	450 »	600 »	675 »	W
Dissipazione placca	300 »	400 »	450 »	W
Condizioni tipiche di lavoro:				
Tensione c.c. di placca	3000	4000	4000	V
Tensione c.c. di griglia	— 70	— 120	— 120	V
Picco A.F. di tensione di griglia	90	120	130	V
Corrente c.c. placca	150	150	150	mA
Corrente c.c. di griglia	2	2	3	mA
Potenza eccitazione (circa)	10	14	21	W
Potenza uscita (circa)	150	225	250	W

La presente tavola è allegata alla rivista «l'antenna» XX, n. 9, pag. 279-280

4 - Condizioni di funzionamento quale amplificatore di AF - Modulazione di placca. Classe C Telefonia.

Condizione della portante per ogni valvola per un fattore di modulazione massimo di 1,00

	Raffreddamento naturale	Raffreddamento forzato ad aria		
Massimi valori:	CCS	CCS	ICAS	
Tensione continua di placca	2500 max	3000 max	4000 max	V
Tensione continua di griglia	— 500 »	— 500 »	— 500 »	V
Corrente continua di placca	400 »	450 »	450 »	mA
Corrente continua di griglia	100 »	100 »	100 »	mA
Iuput di placca	835 »	1250 »	1800 »	W
Dissipazione di placca	200 »	270 »	350 »	W
Condizioni tipiche di lavoro:				
Tensione continua di placca	2500	3000	4000	V
Tensione continua di griglia:				
ottenuta da una sorgente fissa di	— 300	— 300	— 325	V
ottenuta da una resistenza fissa di . . .	4000	3600	3600	Ω
Tensione di picco A.F. in griglia	460	490	520	V
Corrente continua di placca	335	415	450	mA
Corrente continua di griglia (circa) . . .	75	85	90	mA
Potenza eccitazione (circa)	30	37	42	W
Potenza uscita (circa)	635	1000	1500	W

5 - Caratteristiche di funzionamento.

6 - Caratteristiche di funzionamento.

7 - Condiz. di funzionamento quale amplificatore di AF ed oscillatore - Classe C Telegrafia.

Condizioni per valvola a tasto abbassato e senza modulazione

	Raffreddamento naturale	Raffreddamento forzato ad aria		
Massimi valori:	CCS	CCS	ICAS	
Tensione continua placca	3000 max	4000 max	4000 max	V
Tensione continua griglia	— 500 »	— 500 »	— 500 »	V
Corrente continua placca	500 »	500 »	500 »	mA
Corrente continua griglia	100 »	100 »	100 »	mA
Iuput di placca	1250 »	1800 »	2000 »	W
Dissipazione di placca	300 »	400 »	450 »	W
Condizioni tipiche di lavoro:				
Tensione continua placca	3000	4000	4000	V
Tensione continua griglia:				
ottenuta da una sorgente fissa di	— 200	— 100	— 225	V
ottenuta da una resistenza di griglia di . .	3500	2650	2400	Ω
ottenuta da una resistenza di catodo di . .	425	380	380	Ω
Tensione di picco A.F. in griglia	360	375	415	V
Corrente continua di placca	415	450	500	mA
Corrente continua di griglia (circa) . .	55	75	95	mA
Potenza eccitazione	20	26	35	W
Potenza uscita	1000	1440	1600	W

CCS = Continous Commercial Service.
ICAS = Intermittent Commercial and Amateur Service.

NOTE

INSTALLAZIONE

Uno dei due terminali del filamento è sfaccettato onde permettere l'inserzione soltanto in un senso della valvola. La valvola può lavorare sia in posizione verticale od orizzontale (in quest'ultimo caso la placca dovrà giacere in un piano verticale).

Allorquando il tubo è soggetto a vibrazioni o scosse occorre provvedere ad una sospensione elastica. Per i terminali di filamento è consigliabile l'uso di contatti a larga superfice onde prevenire del riscaldamento dovuto alla elevata corrente.

Con la placca e la griglia fare assolutamente uso di terminali flessibili che non devono toccare il vetro.

Il filamento è del tipo tungsteno toriato. Le massime oscillazioni di tensione ammesse sono del 5%.

E' anche raccomandabile, per servizio intermittente in cui i periodi di riposo non sono più lunghi di 15 minuti, che la tensione del filamento venga ridotta dell'80% del normale durante il periodo di riposo.

Per periodi maggiori il filamento deve essere escluso; il filamento deve lavorare a tensione costante piuttosto che a corrente costante e deve raggiungere la sua normale temperatura prima che tutte le tensioni vengano applicate ai rimanenti elettrodi.

I ritorni del circuito devono essere effettuati sul negativo del filamento nel caso di alimentazione del medesimo in c.c. od alla presa centrale del secondario del trasformatore di filamento per alimentazione in c.a.

La placca della 833-A raggiunge un bel colore rosso-arancione per i massimi valori di dissipazione di placca per ciascuna classe di servizio.

Un superamento nelle condizioni di lavoro può produrre una diminuzione nell'emissione del filamento (che alcune volte può essere reintegrata accendendo il filamento alla sua tensione di lavoro per 10 o più minuti senza nè tensione di placca nè di griglia; questo processo può essere accelerato portando la tensione del filamento a 12 V — non di più — per pochi minuti).

Dispositivi automatici devono essere predisposti per interrompere la tensione anodica non appena la corrente di placca (c.c.) raggiunga un valore 50% maggiore di quello normale.

In fase di messa a punto di nuovi circuiti sperimentali è consigliabile di interporre — in serie al terminale di alimentazione della alta tensione — una resistenza di circa 6500 ohm che oltre a ridurre la tensione di placca previene eventuali danni.

La tensione di placca è tale da poter provocare delle disgrazie; consigliabili pertanto i vari sistemi di protezione.

APPLICAZIONI

Come modulatore in classe B od amplificatore di B.F. due 833-A vengono usate in circuito controfase, ciascun tubo lavorando per metà del tempo. Il trasformatore di entrata e quello di uscita vanno calcolati secondo quanto noto.

La polarizzazione di griglia può essere ottenuta da una batteria o da un'altra sorgente a c.c. avente una buona regolazione.

Ciò non può ottenersi da una alimentazione ad alta resistenza quale la resistenza di fuga di griglia nè da un rettificatore ammenochè quest'ultimo non abbia una eccezionalmente buona regolazione di tensione.

Come amplificatore di A.F. in classe B il tubo deve essere polarizzato per mezzo di una batteria, un rettificatore avente una buona regolazione o un resistore catodico opportunamente bypassato sia per la A.F. che per la B.F.

Come amplificatore in classe C modulato di placca, è preferibile che la polarizzazione base sia fornita dalla resistenza di griglia. Una combinazione della resistenza di fuga di griglia e di una sorgente fissa, o resistenza di griglia e resistenza catodica può essere vantaggiosamente usata. Il resistore catodico deve essere bypassato sia per la A.F. che per la B.F. Il sistema combinato ha non solo il vantaggio di proteggere il tubo nel caso di assenza di eccitazione ma anche di minimizzare le distorsioni attraverso una compensazione della tensione di polarizzazione.

Come amplificatore in classe C di telegrafia la 833-A può essere polarizata con uno qualunque dei metodi indicati. Allorquando il tubo è usato come amplificatore finale. una piccola entità dellapolarizzazione deve essere usata per mantenere la corren te di placca ad un valore di sicurezza. Con tensione di placca 4000 volt una polarizzazione fissa di almeno — 90 volt deve essere usata.

Per operazione in Alta frequenza la tabella allegata indica la più elevata percentuale della tensione di placca e della potenza di alimentazione anodica che può essere usata fino a 75 MHz con ventilazione naturale e con raffreddamento forzato ad aria.

Frequenza	30	50	75	MHz
Raffreddamento naturale				
Classe B telefonia	100	98	94	%
Classe C telefonia	100	90	72	%
Classe C telegrafia	100	90	72	%
Raffreddamento forzato				
Classe B telefonia	100	97	93	%
Classe C telefonia	100	83	65	%
Classe C telegrafia	100	83	65	%

Se è richiesta una maggiore potenza di A.F. di quella ottenibile da una sola 833-A si può ricorrere al collegamento in parallelo od in controfase. Due tubi connessi in push-pull od in parallelo possono dare una potenza di uscita approssimativamente doppia di quella ricavabile da un solo tubo. Il collegamento in parallelo non richiede un aumento nella tensione di eccitazione, il push-pull il doppio; la potenza richiesta è nei due casi approssimativamente il doppio. Il collegamento push-pull ha il vantaggio di semplificare il bilanciamento dei circuiti per la A.F. e cancellare le armoniche pari dall'uscita. Se nei due casi si verificasse una tendenza a delle oscillazioni parassite esse potranno essere eliminate connettendo in serie con ciascun collegamento di griglia una resistenza di 10-100 ohm, posta il più vicino possibile al terminale di griglia.

La presente tavola è allegata alla rivista «l'antenna» XX, n. 9, pag. 281

TRASMETTITORE PER LE GAMME DEI SETTE E QUATTORDICI MEGAHERTZ

di MARCELLO F. FRANCARDI

6285

Il trasmettitore che presentiamo, che è di tipo classico, è stato studiato con lo scopo di limitare il più possibile la spesa del modulatore e il relativo consumo. Per questo si è adottata la soluzione di modulare lo stadio separatore, che impiega il tubo 6V6.

Ne risulta evidentemente diminuita la resa dello stadio finale a radiofrequenza in quanto i tubi relativi non possono lavorare in classe C. Pur tuttavia, tenendo presente che nelle stazioni dilettantistiche può essere tollerata una piccola percentuale di distorsione senza compromettere eccessivamente la qualità di modulazione, lo stadio finale lavora con angolo di circolazione della corrente di griglia inferiore a 180 gradi, cioè in una classe intermedia tra il B e il C.

La stabilità di frequenza è assicurata entro buoni limiti dall'impiego del tubo stabilizzatore di tensione (tipo VR150) allacciato allo stadio pilota. La percentuale di modulazione può raggiungere valori molto elevati, e ciò è fondamentale per le stazioni di piccola potenza, mercè l'impiego del tubo 802 in finale di BF.

Il consumo totale della stazione si aggira su 200 watt-rete e la potenza di aereo è di circa 35 watt.

Il circuito non presenta alcuna particolare caratteristica, ed è adatto per chi, con il minimo impiego di materiale, voglia disporre di un trasmettitore efficace e di basso costo. Lo stadio di BF può essere pilotato a piena resa da un microfono elettromagnetico; qualora si desideri impiegare un microfono piezoelettrico, può essere consigliabile l'uso di un preamplificatore. Il trasformatore di modulazione T è sato realizzato con un normale trasformatore di alimentazione da 40 watt, utilizzando come impedenza di carico della 802 il secondario AT (250+250 V) e derivando la placca del modulato (6V6) sulla presa centrale.

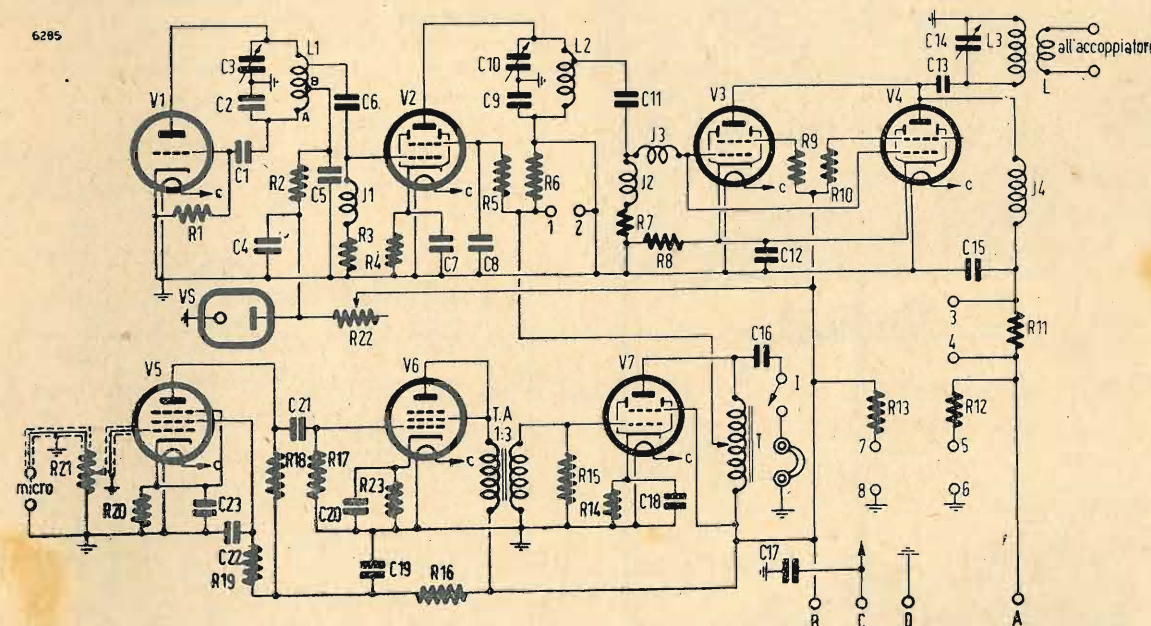
Particolare cura deve essere posta per evitare ritorni di energia RF sul modulatore (che va quindi accuratamente schermato) e sull'alimentatore, che consigliamo di montare su uno chassis a parte, collegandolo con un cavo schermato a 4 conduttori al resto del complesso. L'alimentatore è separato per il finale a RF, mentre il resto dell'apparecchio è alimentato da una 5X4, il cui circuito di filtro è abbondantemente dimensionato per evitare per quanto possibile le variazioni di tensione con le fluttuazioni del carico. Il controllo di tono può essere utile per dare alla modulazione il timbro più efficace per forare il Q.R.M.

La catena RF viene stabilita come segue:

Gamma 7 MHz. - Pilota: 3,5 MHz; Separatore: 7 MHz; Finale: 7 MHz.

Gamma 14 MHz. - Pilota: 7 MHz; Separatore: 14 MHz; Finale: 14 MHz.

La messa a punto viene effettuata come segue: ottenere, mediante la regolazione di CV2, la minima corrente anodica della 6V6 sulla frequenza di lavoro, previa sintonizzazione dello stadio pilota.

Il condensatore CV3 verrà successivamente accordato in modo da ottenere la massima corrente sui feeders d'aereo, cui corrisponde un minimo di corrente anodica per le due 807 in finale.

SPECIFICAZIONE MATERIALE

*C*1 = 150 pF, mica; *C*2 = 500 pF, mica; *C*3 = 150 pF, aria (minima perdita); *C*4 = 0,1 uF, carta; *C*5 = 1000 pF, mica; *C*6 = 100 pF, mica; *C*7 = 0,1 pF, mica; *C*8 = 1000 pF, mica; *C*9 = 500 pF, mica; *C*10 = 150 pF, aria (minima perdita); *C*11 = 100 pF, mica; *C*12 = 0,1 uF, mica; *C*13 = 1000 pF, mica (2000 V); *C*14 = 150 pF, aria (min. perd.); *C*15 = 1000 pF, mica (1000 V); *C*16 = 500 pF, carta; *C*17 = 0,1 uF, mica; *C*18 = 40 uF, 30 V elettrol.; *C*19 = 0,1 uF, carta; *C*20 = 10 uF, 15 V elettrol.; *C*21 = 1000 pF, carta; *C*22 = 5000 pF, carta; *C*23 = 10 uF, 15 V elettrol.

*R*1 = 50 kohm, 1 W; *R*2 = 1000 ohm, ½ W; *R*3 = 3000 ohm, 1 W; *R*4 = 450 ohm, 2 W; *R*5 = 20.000 ohm, 1,5 W; *R*6 = 3 ohm (~ 30 mA fondo scala); *R*7 = 5.000 ohm, 2 W; *R*8 = 150 ohm, 15 W (filo); *R*9 = 100 ohm, 1 W; *R*10 = 100 ohm, 1 W; *R*11 = 0,5 ohm (~ 200 mA fondo scala); *R*12 = 0,5 Mohm, ½ W (500 V fondo scala); *R*13 = 0,3 Mohm, ½ W (300 V fondo scala); *R*14 = 600 ohm, 2 W; *R*15 = 20.000 ohm, ½ W; *R*16 = 30.000 ohm, ½ W; *R*17 = 0,3 Mohm, ¼ W; *R*18 = 400.000 ohm, ½ W; *R*19 = 1 Mohm, ¼ W; *R*20 = 1000 ohm, ½ W; *R*21 = potenz. filo 1 Mohm (ingresso piezoelettrico); *R*22 = 8 kohm variabile, 4 W; *R*23 = 1000 ohm, 1 W.

*V*1 = 6J5; *V*2 = 6V6; *V*3 e *V*4 = 807; *V*5 = 6AC7; *V*6 = 6AC7 (o 6J5); *V*7 = 802; *VS* = Stabilo Volt VR150.

I = interruttore per controllo BF; *J*3 = 13 sp. ∅ 10 mm. filo 0,2 d.cc.

N.B. — I valori di *R*6, *R*11, *R*12, *R*13 sono stabiliti per uno strumento da 1 mA, 100 ohm resist. interna, derivabile rispettivamente tra i punti 1-2, 3-4, 5-6, 7-8.

E' opportuno ripetere diverse volte l'accordo di CV2 e successivamente di CV3 in modo da realizzare le condizioni esposte. Le induttanze L1, L2 ed L3 sono montate su supporti in ceramica del diametro di 35 mm ed hanno le seguenti caratteristiche:

Gamma 7 MHz:
L1 = 21 sp. L2 = 11 sp. L3 = 10 sp.
Gamma 14 MHz:
L1 = 11 sp. L2 = 6 sp. L3 = 6 sp.

Il filo impiegato per lo stadio duplicatore e finale è di 10/10 argentato; le spire sono distanziate di 1 mm.
Le impedenze AF J1, J2, J4, sono del tipo a nido d'ape, a bobine separate, su supporto di materiale ceramico, ed hanno ciascuna 300 spire del diametro medio di 12 mm.
E' necessario che gli stadi RF siano schermati tra loro in modo da impedire ogni ritorno di energia. Le prese per

Fig. 2

la eccitazione delle griglie della 6V6 e delle 807 vanno stabilite sperimentalmente, sempre dal lato placca della relativa induttanza. Nello stadio pilota, tra A e B, sono comprese un terzo circa delle spire di L1.

Fig. 3

T1 = trasf. alim. 110 W — 500 + 500 (200 mA); *T2* = trasf. alim. 70 W — 300 + 300 (110 mA); *T3* = trasf. filam. 35 W - 6,3 (5 A); *L1* = fusibile 250 mA; *L2* = fusibile 150 mA; *S* = lampada spia; *C1* e *C2* = 10.000 pF, carta; *C3* e *C4* = 4 uF, 1000 V_p; C5 = C6 = 16uF. 700 Vp, 450 V_L; *R1* =200 kohm, 1 W; *R2* = 100 kohm, 1 W; *J1* e *J2* = 10 H, 200 mA; *J3* = 20 H, 110 mA; *RV1* = 5X4 (o 83); *RV2* = 5X4.

Le correnti anodiche, come pure le tensioni di alimentazione, sono misurate da un solo strumento (1 mA fondo scala, 100 ohm di resistenza interna) connesso ad un commutatore a 2 sezioni e 4 posizioni. E' indispensabile assicurarsi che, durante la manovra del commutatore, non vengano cortocircuitati i contatti attigui delle rispettive sezioni, onde evitare danni all'alimentatore.
Consigliamo infine di montare il modulatore e gli stadi RF su chassis distinti, collegandoli elettricamente tra loro e con lo chassis dell'alimentatore. La disposizione delle parti è tracciata nella fig. 2, ed è quella che noi abbiamo seguito, ma il dilettante, al quale auguriamo buoni D.X., saprà certamente adattare il montaggio alle sue particolari esigenze.

(*segue a pag. 289*)

APPUNTI SUI SISTEMI RADIANTI

(Continuazione e fine, v. N. 8)

di F. BERNINI

VARI TIPI DI ANTENNE

In tutto ciò che si riferisce alle antenne bisogna sempre tener presente la relazione che passa fra frequenza e lunghezza d'onda: si osserverà che quante più onde passano in un punto nel tempo di un secondo (maggior frequenza) tanto più vicini saranno i ventri di queste onde (onde più corte). Perciò si capisce come con l'aumentare della frequenza diminuisca la lunghezza d'onda. La frequenza indica il numero di picchi d'onda che passano per un punto in un secondo; lunghezza d'onda significa distanza in metri che separa due picchi adiacenti in un medesimo treno d'onde. Una onda radio può essere paragonata all'onda dell'acqua, e in ambedue i casi si hanno picchi e valli: un picco ed una valle costituiscono un'onda completa e la sua lunghezza è una lunghezza d'onda.

Quando si parla di lunghezza d'antenna bisogna considerare la sua lunghezza elettrica. Quando si dice che una antenna è di mezza onda, si intende dire che la sua lunghezza elettrica è di mezza onda. In realtà l'antenna a mezza onda ha una lunghezza che è un po' inferiore alla mezza onda di lunghezza fisica, per gli effetti di punta e perchè la velocità delle correnti di alta frequena in un conduttore è inferiore a quella nello spazio libero.

In conclusione si può dire che le antenne a mezza onda hanno una lunghezza uguale al 95% di mezza onda.

Antenna Marconi.

Meccanicamente l'antenna Marconi deve avere una lunghezza esattamente uguale ad un numero pari di lunghezze d'onda, calcolando questa lunghezza dal punto più alto dell'antenna fino alla presa di terra. Generalmente si usa una lunghezza pari ad 1/4 d'onda ed è per ciò usata molto quando si lavori sui 160 metri al posto della 1/2 d'onda che assumerebbe una lunghezza di 85 metri, completamente fuori questione per impianti urbani. Si usa molto anche per impianti mobili sui 5 metri. L'antenna Marconi in cambio della facilità di calcolo e di costruzione presenta una scarsa efficacia per comunicazioni a grandi distanze, molto minore di quella a 1/2 d'onda: importante fattore è la qualità della presa di terra per ottenere buoni risultati con codesta antenna.

Antenna Zeppelin.

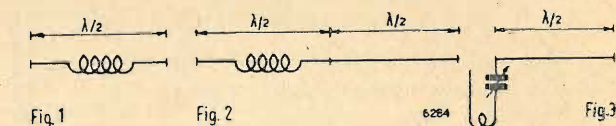
L'antenna Zeppelin è molto usata perchè è relativamente facile da sintonizzare e perchè può essere usata su diverse bande variando solamente la sintonia degli alimentatori. Il rendimento totale della Zeppelin non sarà molto elevato come per le altre antenne che usano linee non risonanti, quando queste siano lunghe, però quando si dispone di poco spazio e si debba lavorare su diverse bande la Zeppelin presenta molti vantaggi. Gli alimentatori della Zeppelin costituiscono realmente un prolungamento dell'antenna. il quale si ripiega su se stesso in modo che ogni metà neutralizza l'irradiazione dell'altra.

Nella figura 1 si ha una semplice antenna Hertz alimentata al centro con una bobina, poi lo stesso sistema (fig. 2) con un'altra sezione collegata ad un estremo. La figura 3 rappresenta esattamente lo stesso sistema, però la prima sezione è ripiegata su se stessa: in questo caso ogni metà doppiata è esattamente ¼ d'onda. Naturalmente per trasferire l'energia al sistema radiante bisogna inserire una bobina la quale però varia il sistema elettrico e quindi per ristabilire l'equilibrio bisogna inserire il condensatore in serie al conduttore. I conduttori ripiegati non devono essere necessariamente lunghi ¼ d'onda esatto: è necessario però che la lunghezza totale della parte ripiegata sia ½ d'onda.

Quando la lunghezza elettrica totale dei due alimentatori è leggermente superiore ad un multiplo dispari di mezza onda, bisogna mettere condensatori in serie per ottenere risonanza: se invece è un po' inferiore bisogna mettere condensatori in parallelo. In questo modo aumenta la lunghezza elettrica del sistema di alimentazione fino ad avere un multiplo dispari di mezze onde. L'idea che siano necessari due condensatori variabili per equilibrare la corrente negli alimentatori, uno per alimentatore, è uno dei tanti concetti errati sulla Zeppelin alimentata ad un estremo: l'equilibrio dei due alimentatori non ha nessuna pratica utilità, in quanto che non si potrà avere mai nello stesso tempo l'equilibrio di corrente e fase essendo uno degli alimentatori non collegato. Quando il tratto irradiante ha la sua lunghezza giusta, non è necessario toccare gli alimentatori. Un condensatore variabile in uno degli alimentatori basta; due condensatori, uno per ogni alimentatore, non basta per ristabilire l'equilibrio in un sistema di per se stesso squilibrato. E' stato stabilito che non è possibile eliminare completamente l'irradiazione in una antenna Zeppelin.

Antenna con alimentazione unifilare.

Il sistema di antenna con alimentazione unifilare di impedenza equilibrata può dare buoni risultati quando la lunghezza della linea si mantiene entro limiti razionali: le perdite sono più elevate che in una linea bifilare, pero non seriamente per lunghezze inferiori ai 100 metri. L'impedenza caratteristica di un alimentatore unifilare varia fra i 500 e i 600 ohm a seconda della sezione del filo usato. La connessione della linea dovrà essere fatta non importa

Fig. 1 Fig. 2 Fig. 3

da quale parte del ventre di corrente dell'antenna risonante, in un punto dove vi sia equilibrio di impedenze: il ventre si trova nel centro dell'antenna ed al centro di ogni parte di mezza onda, nei sistemi radianti di grande lunghezza. In questi ventri l'impedenza è di circa 73 ohm, nella più gran parte delle antenne a mezza onda, variando però con l'altezza di queste dal suolo. Per mettere quindi in fase tutto il complesso bisogna equilibrare i 500-600 ohm di impedenza della linea con quella del tratto radiante: per ottenere questo si collega la linea alla antenna in un punto situato circa ad un settimo della lunghezza totale del tratto radiante, contato a partire dal centro elettrico. Quando il sistema è equilibrato perfettamente non si hanno onde stazionarie e quindi il rendimento è massimo.

Disgraziatamente il punto di equilibrio perfetto fra le impedenze non è adatto per funzionare sulle armoniche: tollerando un po' di squilibrio fra le impedenze della fondamentale, è possibile usare l'antenna ad alimentazione unifilare nelle varie bande ad onde corte che sono in relazione fra loro come armoniche. In questo caso si collegherà la linea in un punto dell'antenna situato a circa 1/6 della lunghezza totale, partendo dal centro. Naturalmente in questo caso si avrà uno squilibrio sulla fondamentale, mentre nell'altro caso vi sarà squilibrio sulle armoniche: è quasi impossibile incontrare una combinazione che permetta di eliminare le onde stazionarie in due o più bande, però sintonizzando il sistema radiante sulla banda di maggior frequenza, si avranno buoni risultati sulla banda di frequenza immediatamente minore.

L'effetto prodotto nell'amplificazione finale dalle onde stazionarie dell'alimentatore può essere eliminato praticamente procurando che la lunghezza della linea sia un multiplo di ¼ d'onda: in tal modo il carico sopra l'amplificatore sarà puramente resistivo e non si osserverà cambio di sintonia nello stadio finale quando si connetta o sconnetta l'antenna.

Questo tipo di antenna ha anche un altro vantaggio, oltre quello della semplicità: può funzionare in una banda di frequenza abbastanza larga. Infatti un conduttore risonante sui 3600 kHz è troppo corto per risuonare perfettamente sui 7200 kHz, che è la seconda armonica, e ciò a causa dell'effetto di punta. Ciò è risentito in antenne che non siano quelle ad alimentazione unifilare.

I dati di una antenna rappresentante un compromesso fra le varie bande (40-20-10) sono i seguenti: lunghezza del tratto radiante = 20,40 metri; la linea va connessa a 3,35 metri dal centro.

L'antenna e le sue armoniche.

Le antenne Zeppelin e le alimentate direttamente hanno avuto sempre grande popolarità fra i radianti per il loro funzionamento multibanda: praticamente tutte le altre antenne producono un serio squilibrio quando funzionano al doppio, quadruplo della loro frequenza fondamentale. In genere, non si considera che la parte radiante di una antenna non entra esattamente in risonanza con multipli interi della fondamentale: si crede in genere che una antenna a mezza onda calcolata per i 3500 kHz (40,74 metri di lunghezza) risuoni su tutti i multipli di 3500 kHz. In realtà essa risuona su 7185, 14550, 29210, 58760 kHz. Per determinare le armoniche alle quali risuona una determinata antenna, si moltiplicherà per i seguenti fattori la frequenza alla quale la lunghezza elettrica del filo della antenna è esattamente a mezza onda.

Fondamentale	1,000
Seconda armonica	2,052
Terza armonica	3,106
Quarta armonica	4,158
Ottava armonica	8,390

Per progettare una antenna per il funzionamento multibanda, bisognerà assegnarle una lunghezza tale che risuoni correttamente in armonica e dovendo il sistema funzionare fuori risonanza in qualche gamma è meglio che questo accada in quelle di minor frequenza.

DIREZIONABILITA' DELLE ANTENNE

Prima di procedere in questo argomento riassumiamo quanto riguarda l'unità di misura chiamata *decibel*. E' una unità di amplificazione che viene usata in radiotecnica ed è virtualmente universale in tutte le misure di potenza: è espressa come logaritmo volgare di una relazione di potenza e di energia. Un *decibel* è un decimo di *bel*; un bel o dieci decibel indica una amplificazione di dieci volte perchè il logaritmo volgare di dieci è uno. In questo modo 2 bel o 20 decibels rappresentano una amplificazione di 100 volte, 3 bel o 30 decibel una amplificazione di 1000 volte. Questa unità serve per esprimere corrispondenti relazioni tanto in audio che in radiofrequenza. Così si possono esprimere i guadagni che si hanno in amplificatori di determinate caratteristiche e valvole, amplificatori finali od intermedi, ecc.

Per il nostro argomento ci possiamo limitare a ricordare le seguenti relazioni:

decibels	*relazione di potenza*
0	1,00
1	1,26
2	1,58
3	2,00
4	2,51
5	3,16
6	3,98
7	5,01
8	6,31
9	7,94
10	10,0
20	100
30	1000
40	10000
50	100.000

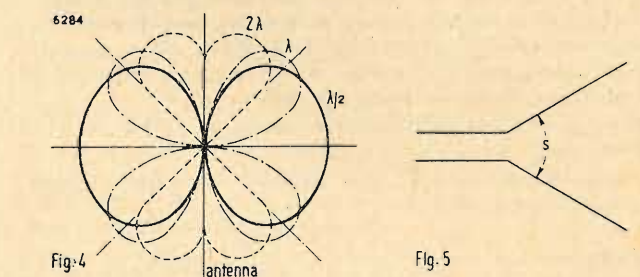
Così volendo usare la tavola si vede che, per esempio, 5 dB indicano una amplificazione di 3,16 volte.

L'uso di questa unità risulterà più chiaro in seguito.

Nessuna antenna, eccetto forse un elemento verticale unico e senza riflettore irradia energia in tutte le direzioni con egual efficacia. Tutte le antenne orizzontali hanno proprietà direzionali che dipendono dalla sua lunghezza espressa in lunghezza d'onda, dalla sua altezza dal suolo e dall'angolo che essa forma con il suolo; tutte le antenne orizzontali concentrano il massimo della irradiazione in una direzione ad angolo retto con il filo, però questo effetto direzionale non è molto marcato per angoli verticali molto bassi, come quelli che si usano per i dieci metri di lunghezza d'onda.

Tanto l'antenna tipo Zeppelin che l'antenna ad alimentazione unifilare, se ben calcolate hanno le medesime caratteristiche direzionali.

Un sistema di antenne direzionali, si costruisce collocando vari dipoli in tal modo e fase che l'irradiazione aumenti in una direzione e si neutralizzi nelle altre e quindi la proprietà direzionale di una antenna in trasmissione consiste nell'aumentare i segnali in una direzione determinata a spese di una diminuzione nella medesima opposta direzione: invece in ricezione può risultare utile una antenna la quale, pur non dando un guadagno nella direzione dalla quale si vuol ricevere i segnali, riduca i segnali interferenti o statici, dalle altre direzioni. In generale però una buona an-

Fig. 4 Fig. 5

tenna di trasmissione viene impiegata ugualmente bene in ricezione.

Il vantaggio delle antenne direzionali consiste nel fatto che si riesce ad inviare un treno d'onde in una direzione stabilita e che l'intensità dei segnali viene aumentata molte volte, a seconda del sistema radiante usato, come in seguito ad un aumento di potenza nel trasmettitore: questo è utile per il fattore economia, perchè conviene usare una antenna direzionale piuttosto che aumentare la potenza del TX.

L'aumento di intensità dei segnali dipende dal tipo di antenna usata e dalla sua installazione: si possono ottenere antenne che danno un guadagno di 23 dB. sopra una comune antenna a mezz'onda. Questo alto guadagno in decibels ci dà un aumento di ben 200 volte in potenza, in modo che, teoricamente parlando, usando un trasmettitore di un watt, i segnali si udirebbero come emessi da un 200 watt! Ricordiamo però che non è una cosa facile ottenere un guadagno di 23 dB!

Abbiamo già detto precedentemente che fattore principale per la propagazione dell'energia emessa da un trasmettitore sono gli angoli di irradiazione: infatti per ogni banda radiantistica esiste un angolo verticale ottimo di irradiazione. L'energia irradiata in un angolo molto superiore a questo angolo ottimo, si perde nella sua gran parte, mentre quella irradiata in angoli inferiori generalmente non ottiene il massimo di efficacia. Per questa ragione le caratteristiche di direttività orizzontale non hanno grande importanza, trattandosi di frequenze e distanze per le quali le comunicazioni dipendono da onde spaziali riflesse nella ionosfera. I risultati obbediscono in cambio alla direttività, guadagno, discriminazione orizzontale misurata per angoli verticali più utili. La caratteristica di irradiazione orizzontale misurata in un piano parallelo all'orizzonte è molto diversa da quella ottenuta con un angolo verticale di 15° ed ancora maggiormente differente da quella ottenuta con un angolo di 30°: in generale un angolo di propagazione di

30° sopra l'orizzonte può considerarsi di massima efficacia per lavorare sui 40 e 80 metri. L'energia irradiata con angoli inferiori ai 30° non serve per i DX. Passando a frequenze più elevate, da 1 a 20 metri, l'angolo ottimo sarebbe di 15° per qualsiasi tipo di antenna e gli angoli migliori per lavorare sui 10 metri vanno da 1° a 10°. In conclusione possiamo dire che il perchè molti sistemi direzionali permettono di ottenere sui 10 e 20 metri guadagni considerevoli, maggiori di quelli che si avrebbero considerando la sola direttività orizzontale, bisogna ricercarlo nel fatto che si è tenuto conto con molta precisione dell'angolo verticale, il quale permette alle onde radio di riflettersi perfettamente nello strato di Heaviside.

Il grafico di fig. 4 indica l'intensità di campo teorica in dB di tre tipi di antenne nello spazio libero, intendendo per spazio libero un'altezza dal suolo che forse è difficilmente realizzabile da parte dei radianti. La curva completa corrisponde al variare dell'intensità di campo in dB di una antenna orizzontale a mezza onda, mentre i lobi rappresentati con punto e linea corrispondono ad una antenna orizzontale ad onda completa, per la quale la massima irradiazione si ha a 54° con la direzione del filo d'antenna e con un guadagno di 0,5 dB rispetto al guadagno ottenuto con una antenna a mezza onda, con la stessa potenza del TX. Nello stesso modo la curva rappresentata con tanti punti indica il comportamento di una antenna a due lunghezze d'onda, con un guadagno di 1 dB sopra una antenna a mezza onda, nella direzione di massima propagazione. Le curve indicano la irradiazione in qualsiasi piano passante per il conduttore dell'antenna e ciò si avrà certamente se l'antenna è molto sollevata dal suolo, perchè in caso contrario si avrà una deformazione delle caratteristiche di irradiazione.

Dopo queste considerazioni teoriche, esaminiamo alcune antenne direzionali.

Antenne a « V ».

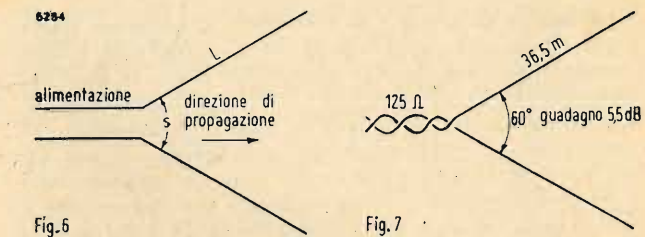
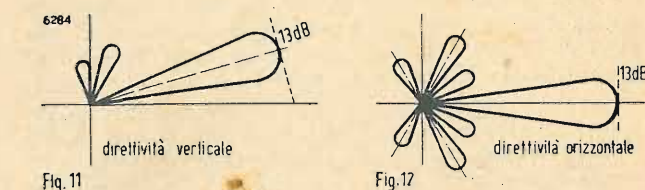
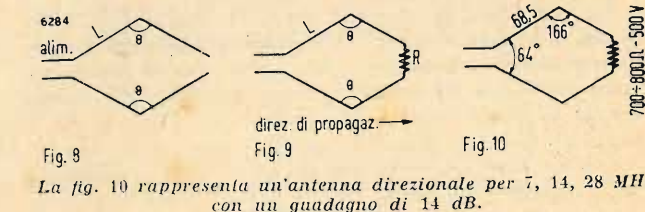
Se si dispongono due antenne in modo che formino una « V », fig. 5, si vedrà che il lobo massimo di irradiazione di uno dei rami è puntato nella medesima direzione del lobo massimo dell'altro ramo. L'antenna è bidirezionale da parti opposte. Ogni ramo di questa antenna deve essere un multiplo pari o dispari di quarti d'onda, ma il sistema completo deve avere una lunghezza pari ad un multiplo di mezza onda. Anche per questo tipo si deve fare la distinzione per l'alimentazione: infatti se ogni ramo è un multiplo pari di quarti di lunghezza d'onda, l'antenna va alimentata in tensione, invece se ogni ramo è un numero dispari di quarti deve essere alimentata di intensità. Oltre che la lunghezza dei rami bisogna determinare l'angolo S formato dai detti rami; nel caso di un giusto calcolo i lobi di irradiazione delle due antenne distinte si sommano per dare un asse bidirezionale. La reazione di uno sopra l'altro sopprime due dei quattro lobi principali ed accentua gli altri due, dando luogo a lobi di maggiori dimensioni. I valori dell'angolo si ricavano, però con poca precisione per gli intervalli esistenti dai valori di L (lunghezza dei rami), come si vede nella seguente tabella:

lunghezza di L in onde	S
1	100°
2	75°
3	60°
4	52°
5	48°
6	43°
7	40°
8	37°
9	35°
10	32°
11	31°
12	30°

Le figure 6 e 7 indicano alcuni modi di impiego delle antenne a « V »:

Antenne rombiche.

L'antenna rombica è la più efficace antenna direzionale per radianti, ma presenta il grave inconveniente delle difficoltà di impianto, per le dimensioni non adatte a posizione urbane. Si tratta di una antenna non risonante e che quindi può essere impiegata per tre bande, come quelle radiantistiche: è formata da due antenne a « V » collocate con le estremità in opposizione e può avere l'estremo libero oppure chiuso, come vedremo in seguito. Nel primo caso si ha una antenna bidirezionale e la lunghezza dei tratti è molto cri-

tica: per di più il sistema deve risuonare perfettamente sulla frequenza di lavoro per ottenere un buon risultato. Il guadagno in dB ottenuto in questo caso è inferiore al secondo, cioè quando l'antenna è correttamente collegata: infatti se l'antenna, come si vede in figura 10 si chiude nel suo estremo, con una resistenza di 700-800 ohm si ha un aumento considerevole del guadagno in dB e l'antenna può essere usata per le tre bande. Importante in questo tipo è la scelta della resistenza da usare: ci si potrà orientare sopra una resistenza formata da una serie di lampade da illuminazione, con filamento a carbone o tungsteno, oppure una

La fig. 10 rappresenta un'antenna direzionale per 7, 14, 28 MHz con un guadagno di 14 dB.

serie di bastoncini di sostanze carboniose, di caratteristiche calcolate.

E' importante che il dispositivo non abbia una resistenza induttiva molto grande e che la sua dissipazione totale sia circa uguale alla terza parte della potenza in salita del trasmettitore. Per potenze piccole può bastare una mezza dozzina di resistenze di carbone da 500 ohm, 3 watt.

Considerando ora l'ingresso del sistema radiante bisogna ricordare che là sua resistenza è sempre inferiore a quella di uscita, perciò sarà di 700-750 ohm se la seconda è di 800 ohm: l'antenna deve quindi essere alimentata con una linea non risonante la cui impedenza sia di 700 ohm.

Importantissima e tipica è la direttività di questa antenna che dà un guadagno di circa 14 dB rispetto ad una antenna a mezza onda: però per ottenere i massimi risultati deve essere tesa ad una altezza, dal suolo, di mezza onda e senza alcuna inclinazione, cioè i pali devono essere tutti della medesima altezza, in modo che il piano dell'antenna sia parallelo al suolo. Inclinando l'antenna verrebbe sacrificata metà della direttività.

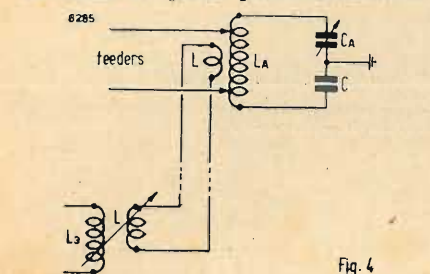
I dati per lavorare con questa antenna su 7, 14, 28 MHz, con un massimo sui 14 MHz sono: lunghezza di ogni lato = 66,40-68,50; altezza dal suolo = 10 metri; angolo d'entrata = 64°; angolo θ = 116°.

Le figure 8, 9, 10, 11 e 12 danno un'idea dei sistemi e delle direttività verticale ed orizzontale. *

RICETRASMETTITORE PER 7 E 14 MHz

(segue da pag. 284)

La accensione di tutti i tubi è comandata dall'interruttore I1, mentre i rettificatori sono comandati da I2. L'aereo che abbiamo impiegato è lo Zeppelin (20 m) con accordo in serie su 7 MHz e in parallelo su 14 (feeders di 10 m) ma anche su questo punto lasciamo al-

Fig. 4

Accoppiatore d'aereo: C = 500 pF, mica; C_A = 200 pF, aria (minime perdite); L = 3 sp. avvolte su $L3$ ed LA; LA = (7 MHz) 15 sp. filo 12/10, supporto come $L3$; LA = (14 MHz) 9 sp. filo 12/10, supporto come $L3$.

l'O.M. la iniziativa del tipo di aereo che ritiene più adatto, con l'avvertenza che dalla realizzazione di quest'ultimo dipende la efficacia della stazione. Riteniamo noti i metodi di accoppiamento tra aereo e stadio finale; ci limitiamo a segnalare l'adattatore della fig. 3 come il più adatto allo scopo. *

SUPERETERODINA A SEI VALVOLE

(segue da pag. 275)

DATI COSTRUTTIVI DELLE BOBINE

Le bobine per onde medie sono avvolte con filo da 0,25 smalto a spire serrate su un tubo da 40 mm lungo 70 mm, di cartone backelizzato. La bobina di antenna è avvolta su un tubo da 20 mm e posta nell'interno della bobina di griglia in modo che i lati freddi degli avvolgimenti siano a livello.

Gamma (MHz)	Ant.	Griglia mixer	Placca oscill.	Griglia oscill.
0,55 ÷ 1,6	12	150	12	67
2,4 ÷ 6,45	12	31	10	29
6,4 ÷ 13,8	10	17	7	12
13,8 ÷ 27	9	10	7	5
23,5 ÷ 47	3	3	3¼	1½

Gli avvolgimenti per le tre gamme da 2,4 a 27 MHz sono su supporti ceramici di 25 mm di diametro e avvolti in modo da coprire una lunghezza di 25 mm. Gli avvolgimenti di antenna e di placca sono avvolti a spire serrate a 1,5÷2 mm dalla base. Il filo usato è da 0,4; 2 coperture seta.

La bobina per la gamma più corta è sullo stesso diametro e su uguale lunghezza fra il trasformatore di aereo, mentre la bobina di griglia oscillatore è avvolta a spire serrate. In tutti e due i casi gli avvolgimenti sono interavvolti.

Una volta terminate le bobine, fissare *bene* gli avvolgimenti con qualche goccia di colla non igroscopica e avente poche perdite, per mantenere la taratura. *

rassegna della stampa

Registrazioni fonografiche a microsolco

di M. H. GERSBACK

RADIO ELECTRONICS Ottobre 1948
(già Radio Craft)

Ad opera della Columbia è stata ultimata la sperimentazione di questa nuova tecnica ed è prossima l'immissione sul mercato americano di dischi incisi secondo il principio che brevemente esporremo.

Questi nuovi dischi del diametro di 30 cm hanno una capacità di registrazione di 50 minuti primi, mentre il disco comune del diametro di 30 cm ha una capacità di registrazione di 8÷9 primi.

La velocità di registrazione (e quindi pure quella di riproduzione) avviene a 33,5 giri al primo (invece di 78), per ogni cm di raggio si hanno 120 solchi (invece di 36); il solco di incisione risulta quindi di 1/3 circa di larghezza rispetto al solco comune.

Dato che la velocità di rotazione è stata ridotta nel rapporto 1:2,3 per mantenere inalterata la distorsione si dovrà ridurre dello stesso rapporto il taglio della puntina; questa in pratica è stata ridotta da 1 a 3 venendo così a migliorare le condizioni di registrazione.

Il materiale usato per questi dischi è la vinglite e il peso del pick-up in conseguenza di quanto si è detto per la puntina scende a poco più di 5 grammi, cosa che permette di uguagliare la vita del disco a microsolco con il disco a solco normale.

Il livello sonoro di incisione dovrà essere minore di quello usato nell'incisione convenzionale essendo i solchi più stretti e più vicini, di conseguenza più bassa sarà la resa in riproduzione (4 dB a detta dell'A.).

A questo inconveniente è contrapposto un fruscio molto minore che nella riproduzione dei normali dischi e questo è ovvio essendo stato di molto diminuito l'attrito della puntina.

Un altro particolare singolare è che la incisione a microsolco eseguita nelle condizioni descritte non richiede compressione di volume come comunemente viene fattu per dischi ordinari e ne risulta quindi una fedeltà maggiore.

Il taglio della puntina è di 2/100 di mm.

I tipi di riproduttori che la Columbia sta approntando per il commercio sono due, e precisamente:

il primo consiste in un semplice riproduttore fonografico a 33,5 giri al primo e con pick-up per soli dischi a microsolco;

il secondo consiste in un complesso fono-radio il cui riproduttore fonografico ha due pick-up e due velocità rispettivamente per la riproduzione di dischi comuni e per la riproduzione di dischi a microsolco, inoltre per la riproduzione di comuni dischi è predisposto il cambio automatico di questi.

I pick-up per dischi a microsolco vengono costruiti sia di tipo magnetico che piezoelettrico.

R. B.

Semplici ponti per il controllo di induttanze

di R. G. YOUNG

RADIO CRAFT *Febbraio* 1948

L'A. attribuisce l'uso poco frequente del ponte per induttanze nel radioservizio alla complessità dei ponti in commercio e alla difficoltà di costruzione di questi, orbene se è vero che un ponte di estrema precisione è uno strumento di accurata costruzione all'incontro è pur vero che nel radioservizio non è richiesta grande precisione, ma è sufficiente una buona approssimazione e quindi sarà possibile giungere a questo con un circuito di semplice realizzazione quale questo qui descritto.

Il ponte qui descritto non è critico nel bilanciamento e non è influenzato dalla forma d'onda di alimentazione.

Si possono fare tre categorie che abbraccino complessivamente tutti i valori di induttanza che generalmente vengono usate e precisamente:

1) Bobine per RF da 20 a 4000 microH;
2) Bobine in aria da 4000 microH a 2 H;
3) Bobine su ferro da 2 a 2000 H.

Quest'ultima categoria richiede per la sua misura apparecchiature di una certa accuratezza.

La prima categoria può essere agevolmente misurata con il ponte di Owen indicato in figura 1.

La figura 2 rappresenta uno schema pratico di montaggio di un ponte di Owen. Le resistenze componenti il ramo $R1$ devono essere del tipo non induttivo cioè di carbone; pure i condensatori devono essere del tipo antinduttivo. Il commutatore $S2$ serve per la compensazione delle perdite e $R2$ per un azzeramento accurato. L'unico inconveniente in questa semplice realizzazione è il costo piuttosto elevato della $R2$ di tipo antinduttivo, fortunatamente mediante una scelta intelligente dei condensatori commutabili con il commutatore $S2$ si può mantenere il valore $R2$ di basso valore.

Il valore dell'induttanza (in microH) è dato dalla relazione:

$$L = R1\ R3\ C1$$

per $R1$ e $R3$ espressi in ohm e $C1$ espresso in microfarad; questo fa sì che con il commutatore $S1$ sul contatto B (fig. 2)

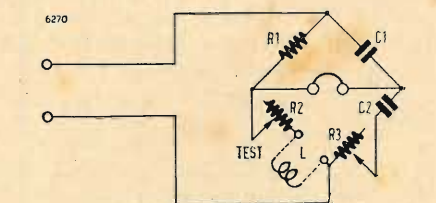



Fig. 1. - Ponte di Owen per piccole induttanze.

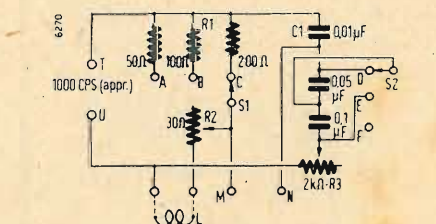



Fig. 2. - Circuito pratico del Ponte di Owen.

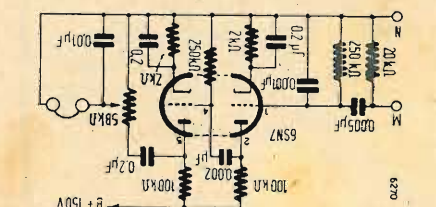



Fig. 3. — Amplificatore indicatore di zero.

calibrando $R3$ in ohm si avrà la lettura diretta dell'induttanza L espressa in microhenry, in posizione A per avere la lettura diretta si dovrà dividere per 2.

Fig. 4. - *Circuito di principio del Ponte Maxwell.*

in posizione C si dovrà invece moltiplicare per 2.

Come indicatore di zero è bene valersi di un semplice amplificatore come viene rappresentato in figura 3, e precisamente una valvola 6SN7 che utilizza le due rispettive sezioni come due stadi amplificatori di tensione a R e C.

Le induttanze appartenenti alla seconda categoria, secondo la precedente classificazione non sono facilmente misurabili con il ponte di Owen a meno che non si abbia un elevato numero di capacità commutabili, per questa categoria di misure è maggiormente indicato il ponte di Maxwell, rappresentato nel suo schema di principio in figura 4, anche in questo ponte la L incognita (in microH) è data dalla relazione:

$$L = R1\ R3\ C1$$

Fig. 5. - *Alimentatore eccitatore per 300 e 1000 periodi.*

(ohm e microfarad). La $R2$ è usata per la compensazione delle perdite. Con questo ultimo tipo di ponte è possibile misurare pure le induttanze appartenenti alla terza categoria. Come tensione di alimentazione ci si varrà della tensione di uscita di un oscillatore di bassa frequenza del tipo rappresentato in figura 5.

Un eccitatore del tipo indicato in figura 5 non richiede, per un conveniente azzeramento, nel ponte di Maxwell, dell'amplificatore di cui sopra per quanto riguarda la terza e seconda categoria mentre è richiesta per la prima categoria.

Un ponte che permette la misura delle induttanze appartenenti a tutte le tre categorie viene riprodotto nella figura 6.

I valori, a detta dell'A., sono quelli che realizzano le condizioni di «optimum».

Fig 6

Fig. 6. - *Circuito pratico per un ponte per induttanze di svariati valori.*

Categoria	R3=3 kohm	S1	S2	S3
1	1 mH	A	X	Aperto
	2 mH	B	X	»
1000 cicli	4 mH	C	X	»
2	20 mH	D	X	Chiuso
	200 mH	E	X	»
1000 cicli	2 H	F	X	»
3	20 H	E	Y	Chiuso
	200 H	F	Y	»
300 cicli	2000 H	G	Y	»

Questa tabella allegata allo strumento, permette il facile uso di questo ponte di induttanze a più portate.

R. B.

Un Signal-Tracer a dimensioni ridotte

di CHARLES W. CARRUTHERS

RADIO CRAFT Febbraio 1948

Le dimensioni dell'apparecchio qui descritto sono tali da essere contenuto comodamente nel palmo di una mano normale, requisito questo non secondario nel radioservizio. In questo apparecchio è incorporato un probe a diminuire la capacità d'ingresso e quindi si ha una elevata impedenza d'ingresso in maniera da non smorzare i circuiti accordati su cui esso viene applicato e da ciò ne risulta un elevato rapporto segnale disturbo.

I requisiti che questo Signal Tracer assomma sono:

1) sufficiente amplificazione tale da permettere il controllo direttamente sulla bobina d'antenna.

2) Piccola capacità d'ingresso tale da non discordare circuiti su cui viene inserito.

3) Elevata amplificazione della BF.

4) Sono previsti due «probe» separati rispettivamente per la bassa e per l'altra frequenza.

5) Sono previsti due tipi di alimentazione in CC e in CA entrambi questi tipi permettono di collegare la massa del Signal Tracer a qualsiasi chassis.

6) Uso di cuffia invece che il solito altoparlante e questo presenta il vantaggio di potr meglio apprezzare la qualità di riproduzione senza essere disturbati dall'altoparlante del ricevitore in esame.

7) Un controllo di volume permette di regolare il volume al desiderato livello e contemporaneamente agevola la stima fra due diversi livelli.

Un circuito di accordo non solo verrebbe ad aumentare l'ingombro e il numero delle regolazioni e non si otterrebbe un elevato guadagnato. Si è in pratica definito che ad un circuito di accordo sia preferibile un'elevata impedenza d'ingresso tale da non abbassare la selettività del circuito in esame.

Dalla figura 1 che rappresenta il circuito elettrico si vede chiaramente quanto sia semplice il circuito e cioè due stadi in alta frequenza aperiodici facenti uso di due pentodi 1T4 del tipo «Miniatura»; due stadi di bassa frequenza con due pentodi «Miniatura».

Il primo pentodo di bassa frequenza ha incorporato un diodo che provvede alla rivelazione (S5). Lo schermo di ogni pentodo è collegato direttamente alla placca direttamente allo zoccolo, questo unicamente per semplicità di montaggio.

A migliorare l'amplificazione negli stadi di alta frequenza il carico anodico è costituito da un'impedenzina di blocco ad evitare una elevata caduta della corrente continua.

Fig. 1. - *Schema elettrico - L'alimentazione è fornita da una pila monoblocco.*

Un interruttore doppio interrompe sia i filamenti che l'anodica che è fornita da un alimentatore in CA.

Ad evitare ronzio si è usato per i collegamenti delle batterie del cavetto schermato e lo schermo collegato a massa.

I «probe», sia quello per la radio frequenza che la bassa frequenza sono fatti con tubetto di rame, piegati a piacere per facilità di uso e fissati rigidamente ad un terminale isolato a cui sono connessi i rispettivi condensatori di accoppiamento. I fili di rame che costituiscono i «probe» sono stati ricoperti con tubetto sterling ad evitare corti circuiti nelle connessioni dell'apparecchio in esame.

La lunghezza dei «probe» non deve essere eccessiva per evitare di captare segnali non desiderati.

Si raccomanda di fare in modo che lo isolamento dei condensatori di accoppiamento debba resistere alle tensioni presenti nei radioricevitori.

Un lungo filo con terminale a bocca di cocodrillo serve per la connessione di massa.

Alimentatori per oscillografi e per televisione

di E. J. BURSTEIN

da *RADIO CRAFT* Agosto 1948

Questo campo di attività è stato in questi ultimi tempi assai incrementato sia per la continua espansione dei televisori sia perchè molti tubi a raggi catodici immessi sul mercato quale «Surplus» militare hanno permesso la sperimentazione in quel campo da parte di molti tecnici ed amatori. I potenziali richiesti da questi tubi dipendono dalle dimensioni di essi e variano da 1000 volt, per tubi aventi un diametro di circa 2 pollici (50 mm.),

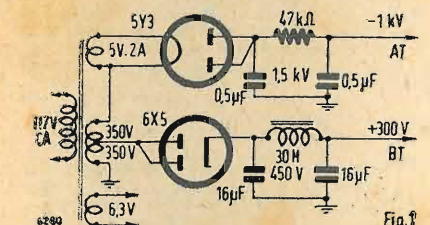



Fig. 1 - *Alimentatore per un tubo a raggi catodici di 2 o 3 pollici.*

a 30.000 volt per tubi usati nella ricezione di programmi televisivi. I problemi che questo genere di alimentazione presenta sono quelli relativi all'isolamento del trasformatore di alimentazione e quelli inerenti alla tensione inversa dei tubi rettificatori usati. Le correnti che questi alimentatori debbono fornire sono molte esigue e sono sempre inferiori a 0,5 mA; questo agevola di gran lunga il problema del filtraggio, potendo realizzare elevati valori di induttanza con modeste dimensioni di queste, e di conseguenza pure le capacità di filtro potranno essere molto minori di quelle comunemente usate ma il fattore isolamento dovrà all'incontro essere di molto migliorato.

L'alimentatore riprodotto nella figura 1 fa uso di un normale trasformatore di alimentazione per radioricevitori e questo può fornire approssimativamente un migliaio di volt. Il trasformatore suddetto fornisce 350 volt efficaci agli estremi del secondario ad AT misurati fra questi e la presa centrale. Ponendo a terra un estremo di questo secondario si potrà ricavare una tensione efficace di 350 volt fra il punto centrale e la terra, questa presa centrale è collegata ad un diodo rettificatore di una semionda e questo diodo fornirà una tensione continua di basso valore per l'uso delle tensioni di placca normali.

E' ovvio che rettificando una sola semionda si dovrà, a parità di percentuale di alternata di un rettificatore di due semionde, porre un filtraggio molto più efficace. L'intero valore di tensione alternata pari a 700 volt efficaci sarà applicato nel secondo tubo rettificatore (sempre per una sola semionda). L'uscita rettificata di questa tensione darà il positivo a massa e il negativo isolato, ma molto sovente nell'alimentazione ad alta tensione degli oscillografi si usa porre a massa il polo positivo, e questo è un particolare di poco conto.

Dato che l'assorbimento è trascurabile la tensione continua di cui ci si potrà avvalere è di 1000 volt circa (tensione picco = 700 × 1,41 ∽ = 1.000), sempre a causa del basso assorbimento il filtraggio sarà sufficiente farlo con una R di 47 kohm circa con due condensatori da 0,5 microF.

L'alimentatore rappresentato in figura 2 rappresenta un tipico circuito usato per

Fig. 2. - *Doppio alimentatore con trasformatore speciale.*

oscillografi commerciali e richiede un trasformatore speciale. L'avvolgimento secondario di tale trasformatore pure essendo convenzionale nell'insieme ha un'estremo continuato sino a raggiungere 450 volt efficaci in più. La porzione convenzionale di tale secondario è collegata ad un rettificatore di due semionde (qui il filtraggio conserva le sue dimensioni abituali). L'estremo dell'avvolgimento di alta tensione è collegato alle placche di un rettificatore di una semionda. Il catodo di tale valvola si troverà rispetto a massa a 850 volt efficaci, anche qui essendo il carico trascurabile la tensione d'uscita avrà il valore di picco dell'alternata e cioè di circa 1.200 volt.

Tubi a raggi catodici di cinque pollici (125 mm. circa) quali i tipi 5BP1, 5CP1, 5CP7, 5UP11 etc. richiedono un'alta tensione di 2000 volt circa. Questa tensione può essere ottenuta con un normale trasformatore di alimentazione montato secondo il circuito rappresentato in figura 3 (La presa centrale in questo caso non va collegata a massa, questo permette di avvalersi di una tensione alternata efficace di 800 volt circa).

Come indica lo schema di figura 3 un capo estremo dell'avvolgimento ad alta tensione è collegato al catodo di un diodo rettificatore e alla placca di un altro diodo. Quando questa estremità sarà negativa il tubo V1 lavorerà e caricherà il condensatore C1, quando questo estremo sarà positivo lavorerà il tubo V2 e caricherà il condensatore C2 e precisamente C1 si carica durante l'alternanza negativa e C2 durante l'alternanza positiva.

Fig. 3. - *Duplicatore di tensione per una tensione di uscita di 2 kV.*

Questi condensatori si caricheranno al valore di picco della tensione alternata applicata ed essendo collegati in serie agli estremi di questo raggruppamento avremo la somma delle tensioni di picco e riferendosi ai valori riprodotti nella figura 3 si otterranno 2.200 volt circa. E' per ultimo riportato un alimentatore basato sul

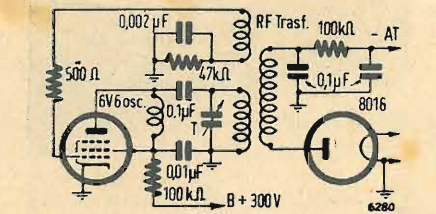



Fig. 4. - *Alimentatore a RF che richiede un debolissimo filtraggio.*

noto principio che sfrutta il raddrizzamento della tensione a radio frequenza di un oscillatore, circuito che l'A. definisce comune nei televisori. Il circuito di principio è riprodotto in figura 4 e il suo funzionamento risulta evidente.

Vantaggio non indifferente di questo circuito è il facile ed economico livellamento della tensione rettificata.

Un ricetrasmettitore portatile per la banda di 144-148 MHz: l'Handi-Dandy

di William E. Pike, W1KMW

6281

da *RADIO CRAFT* Agosto 1948

Accanto al «Walkie-Talkie» e al «Handi-Talkie» ecco spuntare l'«Handi-Dandy»; è anche lui un ricetrasmettitore portatile il cui scopo di nascita non è bellicoso come i primi due, anzi l'«Handi-Dandy» si propone fini molto pacifici e dilettevoli. E' questo un «transceiver» operante sulla gamma 144-148 MHz, ha peso e dimensioni tali da renderlo oltremodo maneggevole come apparecchio portatile (Radio Craft ce lo presenta montato sulla bicicletta dell'autore in occasione di un «field day»).

L'intero complesso, il cui ingombro è 170x250x150 mm., comprende anche le batterie a secco per l'alimentazione. Il circuito elettrico riprodotto in figura 1 è estremamente facile; due triodi a ghianda del tipo 957 vengono qui utilizzati rispettivamente come rivelatore in ricezione e come oscillatore in trasmissione, un triodo 1G4-GT ed un pentodo 1C5-GT sono usati come amplificatori di BF sia in trasmissione che in ricezione.

Schema elettrico dell'«Handi-Dandy». La 957 a sinistra è il superrigeneratore, mentre a destra è l'oscillatore.

La riproduzione acustica è affidata ad un altoparlante a magnete permanente di 125 mm. Il montaggio non è affatto critico, i tubi 957 (rivelatore e oscillatore) sono stati posti posteriormente allo chassis per eliminare un possibile effetto capacitivo della mano dell'operatore sul pannello frontale. Le bobine del rivelatore e dell'oscillatore sono da quattro spire e mezzo di filo di rame del diametro di 1,5 mm. avvolte in aria su un diametro di 12 mm., la bobina ha una lunghezza complessiva di 22 mm. ed è direttamente saldata agli estremi del condensatore variabile, che ha una C media di 10 pF con rotore isolato e il supporto in polystyrene, una trasmissione elastica (con asse in Calit) porta il comando sul pannello frontale.

Il ricevitore è del tipo è superreazione e la regolazione di questa avviene tramite un potenziometro da 50 kohm che agisce sulla tensione anodica della rivelatrice. Questo comando è riportato sul pannello frontale. Sempre sul pannello frontale è pure posto il comando della modulazione costituito da un potenziometro di 0,25 Mohm posto sul secondario del trasformatore microfonico. In fine sempre sul pannello frontale trovano posto due prese a jack, rispettivamente per il microfono e per la cuffia. In trasmissione viene spento il rivelatore a superreazione agendo sui filamenti della rivelatrice. Le bobine d'antenna L1 e L3 sono costituite da due spire di filo da 1,5 mm avvolte in aria su un diametro di 12 mm. e accoppiate coassialmente ad L2 e ad L4 alla distanza di 3 mm. misurata dal lato freddo di L2 ed L4. L'antenna è costituita da un tubo di rame lungo 480 mm. infilato a spina sulla custodia metallica.

Come alimentazione questo complesso richiede una batteria da 1,5 volt per i filamenti, una batteria da 4,5 volt per l'alimentazione del microfono e una batteria da 90 volt per le tensioni anodiche (quest'ultima tensione è stata ricavata dall'A. collegando in serie due batterie a secco da 45 volt di piccola capacità).

Con questo complesso W1KMW assicura aver fatto collegamenti di diverse miglia in buone condizioni di propagazione.

R. B.

Il Transistor

cristallo di germanio che amplifica ed oscilla.

da RADIO CRAFT Settembre 1948

Come promesso nel nostro numero 6-7 eccoci ritornare sull'argomento che Radio Craft ci presenta sotto il titolo « Eclisse delle valvole radio ». Astenendoci dal commentare il roboante titolo esponiamo quanto la succitata Rivista ci presenta, certi della serietà della cosa, garantita dalla Bell-Telephone & Co. Tecnici della suddetta Casa hanno il 30 giugno scorso dato dimostrazione di questi « transistor » in sostituzione ai tubi a vuoto sinora esclusivamente usati negli amplificatori e negli oscillatori. Il « transistor » consiste di un cristallo di germanio (simile a quello usato nell'ormai nota 1N34) saldato ad una base di metallo con due contatti capillari di bronzo fosforoso o di tungsteno spaziati nel loro punto di contatto di 5/100 di mm. e facenti capo all'altro estremo alla superfice superiore del complesso. Il tutto è racchiuso in un cilindro metallico di piccolo diametro e della lunghezza minore di 1 pollice (25 mm.).

Questo dispositivo funziona a temperatura ambiente e non abbisogna di vuoto o di riscaldamento per l'emissione elettronica, condizioni principali invece nei tubi a vuoto.

La figura 1 rappresenta la sezione di questi « Transistor ». Per funzionare come amplificatore o come oscillatore i « Transistor » abbisognano unicamente due sorgenti a bassa tensione e a debolissima corrente. Risulta evidente come con l'uso di tali elementi si possano facilmente realizzare apparecchi riceventi di ridottissime dimensioni e di bassissimo costo.

Questi primi « Transistor » hanno un guadagno in tensione di circa 10 V, valore questo uguale ai primi triodi. Due sono le limitazioni che contrastano l'espandersi dei « transistor » allo stato presente del loro sviluppo. Il primo fra questi ostacoli è la limitazione di frequenza alla quale essi possono funzionare, 10 MHz rappresentano la frontiera superiore sinora raggiunta, il secondo è la massima potenza che questi elementi possono dissipare, la potenza massima di dissipazione raggiunta sinora è di 50 mW. Dato il breve periodo di tempo dacchè questi « transistors » sono stati oggetto dell'attenzione e della sperimentazione dei tecnici ci è dato di sperare che questi ostacoli potranno essere ben presto rimossi. Nelle dimostrazioni presentate dalla Bell-Telephone sono stati presentati: un apparecchio ricevente da tavolo con caratteristiche uguali ai normali ricevitori tutt'ora in commercio, una supereterodina con circuito equivalente ad un dieci valvole, un amplificatore di video a due stadi per un monitore di televisione per illustrare quanto sia bassa la distorsione apportata dai « transistors », un complesso oscillatore di bassa frequenza completo di un trasformatore, un « transistor » due condensatori e due resistenze il tutto racchiuso in una custodia schermata delle dimensioni di una scatola di cerini, tale custodia termina con quattro piedini da innestarsi su di una batteria di alimentazione.

Un « transistor » può essere paragonato (a causa del suo funzionamento nei classici circuiti radio) ad un triodo, esso viene infatti chiamato dai suoi sperimentatori un « triodo semiconduttore ». Nella figura 2 è rappresentato lo schema di principio di un tipico circuito amplificatore facente uso di « transistor ». Questo circuito è molto simile al circuito usato con i tubi elettronici se si considera l'elettrodo emettitore come una normale griglia controllo e se si assomiglia l'elettrodo collettore all'anodo dei normali tubi elettronici, il classico catodo è invece rappresentato nei « transistors » dalla base semiconduttrice. Contrariamente a quanto viene fatto per la griglia principale delle comuni valvole, nel « transistor » l'elettrodo emettitore lavora con una debole tensione positiva (1 volt circa) mentre l'elettrodo colettore viene polarizzato con una tensione negativa di 45 volt circa.

Fig. 2. - *Circuito tipico di amplificatore con transistor.*

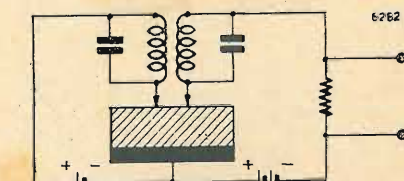



Fig. 3. - *Il transistor in un circuito oscillatore.*

Un'altra differenza fondamentale è che l'impedenza d'ingresso è per i « transistors » di basso valore e varia fra 200 e 1000 ohm. L'impedenza di uscita varia invece fra 10.000 e 100.000 ohm, di conseguenza l'uscita del « transistor » avverrà su impedenza elevata mentre all'ingresso si dovrà lavorare con circuiti speciali ad impedenza bassa.

Il guadagno si può controllare agendo sulla polarizzazione dell'elettrodo emettitore, cioè in modo del tutto analogo a quello che si usa fare nei circuiti a valvole elettroniche.

Questa fotografia mostra le dimensioni veramente ridotte dell'unità amplificatrice. Il cristallo e i due contatti sono chiusi in un piccolo cilindro.

La figura 3 rappresenta un « transistor » montato come oscillatore.

Queste realizzazioni, vanto della Bell Telephone, sono i primi frutti del lungo lavoro del Dott. William Shockley e dei suoi assistenti Dott. Walter Brattain e John Bardeen.

Il principio di funzionamento dei « transistors » si basa sul fatto che i materiali semiconduttori possono condurre corrente in due sensi diversi, questo perchè la maggior parte degli elettroni costituenti un semiconduttore non contribuiscono al trasporto della corrente, essi quindi sono tenuti fissi in determinate

Fig. 4. - *Schema di principio indicante il funzionamento del transistor quale amplificatore.*

posizioni e agiscono come un tenace cemento che tiene uniti gli atomi di quel corpo solido, solamente se un elettrone è introdotto in un certo modo ossia se esso segue una determinata via potrà attraversare il corpo. La figura 4 rappresenta un cristallo di germanio con una tensione positiva applicata all'elettrodo emettitore; in queste condizioni la debolissima corrente che questo circuito erogherà non attraversa il solido ma bensì distribuirà le sue cariche alla periferia del punto di contatto dell'emettitore.

Sin dal 1923 il Russo O. V. Lossev era riuscito a far amplificare e a far oscillare un cristallo, la pubblicazione di questa sperimentazione era apparsa nel settembre 1924, il dispositivo usato fu allora chiamato « Crystodyne ».

Sempre in quell'epoca il Dott. Greenleaf W. Pickard riuscì a produrre delle oscillazioni elettriche con un cristallo rivelatore. Il Dott. Pickard preconizzava allora che qualsiasi corpo che non segua la legge di Ohm può essere utilizzato come generatore di vibrazioni elettriche.

La sperimentazione non ebbe mai carattere industriale sino a che, per merito dei laboratori Bell i quali solo ora avendo raggiunto mete soddisfacenti hanno permesso le indiscrezioni che abbiamo descritto circa questo nuovissimo ritrovato, il problema ha assunto una forma decisiva di sfruttamento industriale.

R. B.

CONSULENZA

GTer 6728 - Sig. F. Mazzoni

Nuoro.

● **STADIO VARIATORE DI FREQUENZA PER O.C.**

Per poter ricevere le onde corte con un ricevitore attuato esclusivamente per le onde medie, è sufficiente interporre fra il collettore d'onde e il morsetto di entrata del ricevitore, l'adattatore riportato nella fig. 1, in cui si ha un triodo-eptodo ECH4 con circuito d'ingresso aperiodico. Per un campo d'onda compreso fra 10 e 150 mt, si hanno quattro sottogamme utilizzando un condensatore variabile di accordo di 200 pF. La distribuzione di queste sottogamme e i dati costruttivi delle induttanze risultano in tal caso come segue:

Gamma	∅ del supporto	∅ del filo bobina di accordo	Numero di spire	
			Accordo	Reazione (1)
m	mm			
10 ÷ 25	35	0,6 nudo	5	4
22 ÷ 47	35	„	9	5
40 ÷ 75	35	0,3 2 cop. seta	15	7
70 ÷ 150	35	„ „ „	26	12

(1) Filo 0,15, 2 cop. seta.

Il settore ruotante è connesso al circuito sul quale si operano le diverse commutazioni, mediante una spazzola di contatto (fig. 1). I contatti fissi ricevono invece gli elementi dei circuiti che occorre commutare e sono provvisti di spazzole fra le quali viene a trovarsi, di volta in volta, l'estremità di commutazione del settore ruotante.

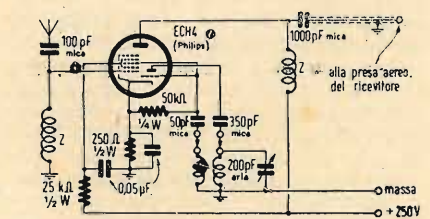



Fig. 1 (Cons. 6728). - *Z = 3×40 spire a nido d'ape; filo 0,15, 2 cop. seta, diametro supporto 9 mm.*

GTer 6729 - Sig. A. Maggi

Ancona.

● **CRITERI FONDAMENTALI D'IMPIEGO DEI COMMUTATORI MULTIPLI.**

Ecco alcune precisazioni sull'uso dei commutatori multipli nei gruppi di alta frequenza.

I commutatori adoperati nello stadio variatore di frequenza, comprendono due parti essenziali:

a) un settore ruotante,
b) una serie di contatti fissi.

Per modificare la gamma di accordo di un ricevitore si adoperano i commutatori multipli, che comportano un numero di settori ruotanti corrispondente al numero dei circuiti da commutare, mentre il numero dei contatti fissi di ciascuna serie, corrisponde al numero delle commutazioni che occorre seguire.

E' generalmente precisato con un numero di vie il numero dei settori ruotanti e con quello di posizione il numero delle commutazioni. Si hanno così commutatori multipli a 2, 3, 4 o più vie, di cui ciascuna può avere 2, 3, 4 o più posizioni.

Da quanto premesso risulta anzitutto che ad essi si richiedono i seguenti requisiti elettrici e costruttivi:

a) resistenza di contatto trascurabile;

b) trascurabile capacità fra i singoli elementi dello statore e quelli del rotore, nonchè tra gli uni e gli altri;

c) elasticità di manovra e sicurezza di arresto nelle singole commutazioni.

Ciò è possibile:

facendo uso di doppi contatti fra rotore e statori;

adoperando leghe di particolare durezza ed elasticità con superficie argentata;

con una relativamente notevole area di contatto;

verificando che esista una completa dipendenza del rotore dall'asse per i movimenti rotativi e che esso sia invece indipendente negli spostamenti ortogonali;

adoperando un materiale isolante particolarmente conveniente dal punto di vista elettrico (costante dielettrica, anigroscopicità, resistenza d'isolamento, ecc.) e dal punto di vista meccanico (durezza, elasticità, facilità di lavorazione, ecc.).

Per ottenere la commutazione di gamma dei ricevitori e comprendere i criteri relativi all'uso dei commutatori multipli, giova premettere alcune considerazioni di principio sul funzionamento dei ricevitori supereterodina.

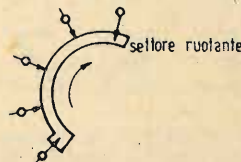



Fig. 1 (*Cons.* 6729).

Lo stadio in cui si ottiene il cambiamento di tutte le frequenze portanti, *f*, distribuite entro la gamma di ricezione, in un valore fisso, *fi*, detta frequenza intermedia, risulta essenzialmente suddiviso in due parti, comprendendosi cioè:

a) un circuito oscillatorio atto a convogliare all'entrata di un tubo elettronico le tensioni indotte nel collettore d'onde e la cui frequenza di accordo corrisponde esattamente al valore della frequenza ricevuta;

b) un circuito oscillatorio dal quale si ottiene una tensione alterata permanente e la cui frequenza di funzionamento, *fo*, risulta stabilita in relazione alla frequenza portante ricevuta, in modo che sia soddisfatta, in ogni caso, la relazione fondamentale

$$(fo = f \pm fi)$$

Per modificare la gamma di accordo del ricevitore occorre quindi far variare uno o tutti e due gli elementi dei circuiti oscillatori e provvedere affinchè il generatore locale abbia a produrre la tensione alternata permanente. Lo scopo può essere raggiunto diversamente. Si può anzitutto provvedere a commutare

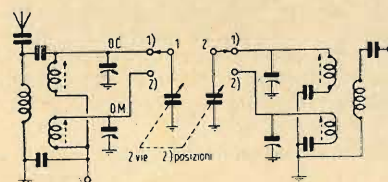



Fig. 2 (*Cons.* 6729).

la sola induttanza di accordo dei circuiti oscillatori, mentre il circuito di aereo e le corrispondenti induttanze di reazione rimangono connesse permanentemente. In questo caso i circuiti interessati alla commutazione sono in numero di due ed è quindi necessario adoperare un commutatore a due vie. Il numero delle posizioni è in relazione al numero delle commutazioni, ossia al numero dei campi d'onda. Un circuito del genere può essere realizzato con successo per due soli campi d'onda. Il giuoco delle commutazioni risulta evidente dallo schema relativo riportato nella fig. 2. Si può realizzare anche il medesimo cir-

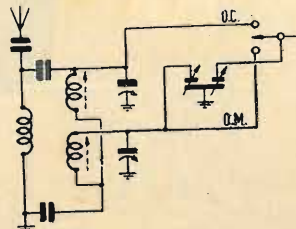



Fig. 3 (*Cons.* 6729).

cuito con un condensatore variabile a capacità suddivise, qualora si desideri che la gamma delle onde corte risulti meno estesa. Il circuito da seguire è in tal caso quello della fig. 3 ed è sostanzialmente identico al precedente.

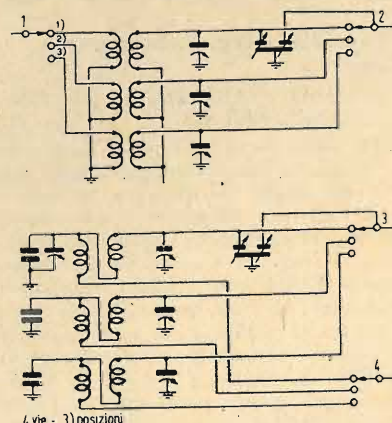



Fig. 4 (*Cons.* 6729). - *Schema di circuito richiedente un commutatore a 4 vie - 3 posizioni.*

Quando il numero dei campi d'onda è superiore a due, è conveniente provvedere a commutare tutti gli elementi dello stadio variatore. Essi sono in numero di quattro, per cui occorre un commutatore a quattro vie. Due vie sono adoperate per il circuito selettore e cioè per l'aereo e per il circuito oscillatorio, mentre le altre due vie servono per il circuito del generatore locale, provvedendo a modificare il campo d'onda del circuito oscillatorio e la corrispondente induttanza di trasferimento. Lo schema dei collegamenti è in tal caso quello riportato nella fig. 4.

Occorre ora osservare che per evidenti ragioni di compattezza e d'ingombro, l'industria realizza i commutatori multipli, predisponendo settori e contatti fissi su ambedue le superfici della piastra isolante di sostegno. In questo caso occorre procedere con attenzione al collegamento del commutatore agli elementi dei circuiti elettrici, tenendo presente che i contatti fissi corrispondenti ad ogni commutazione, si trovano a 180° l'uno dall'altro. Per rendere comprensibile il giuoco delle commutazioni riportate nello schema elettrico è uso precisare con « fronte » e « dietro » le due superfici della medesima piastra isolante.

Quando il numero delle vie e delle posizioni non consente di riunire i settori ruotanti e le spazzole di contatto sulle due superfici di un'unica sezione, è necessario ricorrere ai commutatori a più sezioni.

GTer 6730 - Sig. C. Vezzosi

Casalmaggiore.

● ANORMALITA' DI FUNZIONAMENTO DI UN TUBO 6A8.

Nella struttura elettrodica del tubo 6A8 si comprendono cinque griglie; di esse le due più vicine al catodo costituiscono un triodo, di cui la 2, pur consentendo al transito del flusso elettronico, funziona da anodo rispetto alla 1. Segue da ciò che alla sola griglia 2, detta anche griglia-anodo, si deve applicare una tensione positiva rispetto al catodo. Il fatto che tale tensione risulta invece applicata alla griglia 1 e che, per questa ragione, i supporti dell'elettrodo diventano incandescenti, è da imputare ad errata disposizione dei collegamenti sul

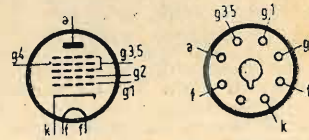



Fig. 1 (*Cons.* 6730).

portatubi. Diversamente, cioè se ambedue gli elettrodi risultano a potenziale positivo rispetto al catodo, è da concludere che il tubo è difettoso, potendosi verificare un corto circuito nell'interno di esso e anche fra i reofori di adduzione agli elettrodi. Ciò semprechè il corto circuito in questione non sia invece da ricercare nel portatubi stesso. Nel caso che le connessioni siano esatte (fig. 1) e che la tensione all'uscita del resistore di carico della griglia 2, corrisponda esattamente a quella esistente all'entrata, l'incandescenza del sostegno elettrodico è da imputare all'elevato valore della tensione alimentatrice, conseguente al corto-circuito del resistore stesso.

GTer 6731 - Sig. G. F.

Milano.

● IMPOSTAZIONE E SVILUPPI ANALITICI NEL CASO DI DUE CIRCUITI ACCOPPIATI.

Adottando i simboli riportati nello schema della fig. 1 e considerando il solo circuito primario, si può scrivere:

$$E = [R1 + j\omega L1 - j/\omega C1]\ I1$$

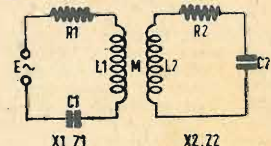



Fig. 1 (*Cons.* 6731).

che può essere posto sotto la forma:

$$E = R1 + j\,(\omega L1 - 1/\omega C1)\ I1 \quad [1]$$

ponendo j in evidenza.

In conseguenza all'accoppiamento esistente fra circuito primario e circuito secondario, si avrà in questi una f.e.m. che, riportata a primario, è espressa da $j\omega MI2$. La [1] diventa quindi:

$$E = [R1 + j\,(\omega L1 - 1/\omega C1)]\ I1 + j\omega MI2$$

Nel circuito secondario in cui è: $E = O$, si ha, analogamente:

$$O = [R2 + j\,(\omega L2 - 1/\omega C2)]\ I2 + j\omega MI1,$$

indicandosi con $j\omega MI2$ la f.e.m. indotta dal primario.

Si ha quindi un sistema di due equazioni che può scriversi:

$$\begin{cases} E = Z1 \cdot I1 + j\omega MI2 & [2] \\ O = Z2 \cdot I2 + j\omega MI1 & [3] \end{cases}$$

avendosi considerato

$$Z1 = R1 + j\,(\omega L1 - 1/\omega C1)$$
$$Z2 = R2 + j\,(\omega L2 - 1/\omega C2)$$

Nel caso che $I1$ e $I2$ rapresentino le incognite, si ha dalla [3]:

$$Z2\ I2 = -j\omega MI1\,,$$

e quindi

$$I2 = \frac{-j\omega MI1}{Z2} \quad [4]$$

Sostituendo la [4] nella [2] si ottiene:

$$E = Z1\ I1 - \frac{j^2\,\omega^2\,M^2\,I1}{Z2}$$

in cui si può porre $I1$ in evidenza e che può essere ridotta ad un medesimo denominatore assumendo $Z2$ come denominatore comune. Si ha quindi:

$$E = \frac{Z1\ Z2 + \omega^2 M^2}{Z2} \cdot I1$$

da cui:

$$I1 = \frac{E\ Z2}{Z1\ Z2 + \omega^2 M^2}\,;$$

ponendo al denominatore $Z2$ si ottiene:

$$I1 = \frac{E}{\dfrac{Z1\ Z2}{Z2} + \dfrac{\omega^2 M^2}{Z2}}$$

e semplificando:

$$I1 = \frac{E}{Z1 + \dfrac{\omega^2 M^2}{Z2}} \quad [5]$$

ciò che consente una prima notevole precisazione riguardante il valore della corrente che circola nel circuito primario e che risulta legato all'impedenza del secondario riportata a primario.

La corrente nel secondario, $I2$, risulta:

$$I2 = \frac{-j\,\omega\,M}{Z2} \cdot I1$$

in cui, sostituendo la [5] si ottiene:

$$I2 = \frac{-j\omega M \cdot \dfrac{E\,Z2}{Z1\ Z2 + \omega^2 M}}{Z2} =$$
$$= \frac{-j\,\omega\,M\,E\,Z2}{(Z1\ Z2 + \omega^2 M^2)\ Z2}$$

e quindi, definitivamente:

$$I2 = \frac{-j\omega ME}{Z1\ Z2 + \omega^2 M^2} \quad [6]$$

Lo sviluppo analitico che si è impostato, consente di determinare le espressioni che legano l'intensità della corrente nel circuito secondario agli elementi a carattere reattivo, cioè $X1$, $X2$ ed M. Note tali espressioni si può determinare i valori reattivi corrispondenti al massimo valore di $I2$, ciò che consente di ottenere anche ai capi del circuito secondario la massima differenza di potenziale. A tale scopo è opportuno anzitutto mettere la [6] sotto la forma:

$$I2 = \frac{-j\,\omega\,M\,E}{\dfrac{Z1\ Z2}{M} + \omega^2 M}$$

ciò che è ottenuto ponendo M al denominatore e moltiplicando per M il numeratore. Questo sviluppo consente di comprendere la variabile nel denominatore, fatto questo che ha lo scopo di agevolare il calcolo delle condizioni di massimo, determinando semplicemente il massimo della derivata del denominatore. Si può quindi scrivere:

$$A = \frac{Z1\ Z2}{M} + \omega^2 M\,,$$

avendosi indicato con A il denominatore in questione. Ricordando che è anche:

$$A = Z1\ Z2\ M^{-1} + \omega^2 M\,,$$

si ha:

$$dA/dM = -Z1\ Z2\,M^{-2} + \omega^2 =$$
$$= -\frac{Z1\ Z2}{M} + \omega^2$$

e poichè la funzione è massima quando la sua derivata è nulla, si ottiene:

$$-\frac{Z1\ Z2}{M^2} + \omega^2 = O\,,$$

$$\text{ossia}: \quad \frac{Z1\ Z2}{M^2} = \omega^2\,,$$

da cui:

$$M^2 = \frac{Z1\ Z2}{\omega^2}$$

e quindi, definitivamente:

$$M = \frac{\sqrt{Z1\ Z2}}{\omega}$$

ciò che corrisponde al massimo valore della $I2$.

Nel caso che si ricerchino le condizioni di questo massimo al variare della $X1$, occorre procedere come segue. Le espressioni di calcolo delle correnti $I1$ e $I2$, assumono la forma:

$$I1 = \frac{E}{Z1 + \dfrac{\omega^2 M^2}{Z2}} \quad [7]$$

$$I2 = \frac{-j\,\omega\,M\,E}{Z1\ Z2 + \omega^2 M^2} \quad [8]$$

in cui:

$$Z1 = R1 + j\omega L1 - j/\omega C1\,,$$
$$Z2 = R2 + j\omega L2 - j/\omega C2\,.$$

Posto:

$$X1 = j\omega L1 - j/\omega C1$$

e

$$X2 = j\omega L2 - j/\omega C2\,,$$

si ha:

$$Z1 = R1 + jX1 \quad \text{e} \quad Z2 = R2 + jX2\,.$$

Sostituendo tali espressioni nella [8], si ha:

$$I2 = \frac{-j\,\omega\,M\,E}{(R1 + jX1)\ (R2 + jX2) + \omega^2 M^2}\,;$$

eseguendo le operazioni e raccogliendo le parti reali e quelle immaginarie risulta:

$$I2 = \frac{-j\,\omega\,M\,E}{R1R2 + jXR2 + jR1X2 - X1X2 + \omega^2 M^2} =$$
$$= \frac{-j\,\omega\,M\,E}{(R1\ R3 - X1\ X2 + \omega^2 M^2) + j\,(R1\ X2 + X1\ R2)}$$

Per ricercare il massimo della $I2$ al variare della $X2$, occorre calcolare anzitutto il modulo di questa espressione. L'errato sviluppo che è seguito nello studio inviatoci e le assurde conclusioni alle quali si è giunti, sono appunto dovute al fatto di non aver ricordato questa regola fondamentale. Occorre cioè scrivere

$$I2 = \frac{\omega\,M\,E}{\sqrt{(R1\ R2 - X1\ X2 + \omega^2 M^2)^2 + (R1\ X1 + X1\ R2)}}$$

Poichè nel numeratore non compare la variabile indipendente, $X1$, è sufficiente calcolare la derivata del denominatore. Indicando con B il radicale del denominatore si ottiene:

$$dB/dX1 = -2\,(R1R2 - X1X2 + \omega^2 M^2)\,X2 +$$
$$+ 2\,(R1X2 + X1R2)\ R2\,,$$

da cui, semplificando, annullando la derivata ed effettuando i prodotti parziali indicati, si ha:

$$-R1R2X2 - X1X2^2 - \omega^2 M^2 X2 +$$
$$+ R1R2X2 + X1R2^2\,;$$

semplificando e raccogliendo si ottiene:

$$X1\ (X2^2 + R2^2) = \omega^2 M^2 X2$$

e poichè: $X2^2 + R2^2 = Z2^2$, si ha definitivamente:

$$X1 = \frac{\omega^2\,M^2\,X2}{Z_2^2}$$

espressione che rappresenta il valore da dare alla $X1$, perchè l'intensità della corrente $I2$ assume il valore massimo.

Seguendo un analogo procedimento per la $X2$, si ottiene:

$$X2 = \frac{\omega^2\,M^2\,X1}{Z_1^2}$$

ciò che consente di precisare le tre espressioni che conducono ad ottenere il massimo valore della $I2$, e che sono, come si è visto:

$$\begin{cases} M = \dfrac{\sqrt{Z1\ Z2}}{\omega} \\[2mm] X1 = \dfrac{\omega^2\,M^2\,X2}{Z_2^2} \\[2mm] X2 = \dfrac{\omega^2\,M^2\,X1}{Z_1^2} \end{cases}$$

Per $X2 = 0$, è anche $X1 = 0$, ed essendo

$$M = \sqrt{\frac{\sqrt{R_1^2 + X_1^2} \cdot \sqrt{R_2^2 + X_2^2}}{\omega}}$$

si ha l'espressione:

$$M = \frac{\sqrt{R_1\ R_2}}{\omega}$$

che rappresenta il valore ottimo che occorre dare ad M quando i due circuiti sono in risonanza sulla pulsazione ω.

Autoriz. del Tribunale di Milano del 9-9-48 N. 464 del Registro - Dirett. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Editrice IL ROSTRO - Tip. TIPEZ Via G. da Cermenate 56
CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S. T. E. - CORSO SEMPIONE 56 - MILANO